Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

deel 64 nummer 2 1999

INHOUD

43 Een bericht van de voorzitter van het NERG.

45 Recent developments in phased arrays and adaptive wireless communications,
door dr.ir. A.B. Smolders .

49 An adaptive mobile antenna system for wireless applications,
door dr.ir. W.M.C.. Dolmans.

55 Highly integrated application specific MMICS for active phased array radar applications,
door ir. F.L.M. van den Bogaart.

64 Design of wide-band phased array antennas, door ir. M. van Beurden,
dr.ir. M.E.J. Jeuken en dr.ir A.B. Smolders.

71 Spraaktechnologie voor telefonie toepassingen, door ing. M. Damhuis.

79 Studytour TWIST '99, door M.Paffen en B. Huiszoon.

82 Over condensator-impedanties en andere ongerijmdheden, door ir. P. van der Wurf.

84 Concept verslag van de Algemene Ledenvergadering dd. 18 maart 1999.

87 Ledenmutaties

Informatie betreffende een vliegreis naar de Internationale Funkausstellung te Berlijn.

Van de Voorzitter



Na de algemene ledenvergadering van 18 maart j.l. heb ik er twee jaar als voorzitter opzitten. De leden hebben kennelijk geen al te grote problemen met mij, want de herverkiezing vormde geen discussiepunt. In het eerste jaar moet je even kijken welke zaken op je bord liggen en je moet de competenties en taken van je medebestuurleden leren kennen. Net als bij een regering kun je in het tweede jaar pas oogsten. Een heel belangrijk deel van de bestuursactiviteiten van het afgelopen jaar hebben we inderdaad geoogst op de ALV. Ik denk hierbij aan het voorstel voor de nieuwe Statuten en annex het Huishoudelijk Reglement, dat op een enkel klein puntje na door de vergadering werd aanvaard.

Misschien is het goed om nog even de historie van deze veranderingen te memoreren Reeds een jaar geleden constateerde het bestuur, dat HTS-ers weliswaar tot de vereniging konden worden toegelaten, maar dat zoiets volgens de Statuten toch niet zo vanzelfsprekend was als de toelating van academici. Gezien de meer gelijkwaardige rol die academici enerzijds en HTS-ers anderzijds spelen in bedrijven en andere instituten, leek het zinvol om meer gelijkheid aan te brengen tussen die twee categorieën. Het bestuur had daartoe een tekstwijziging opgesteld voor de Statuten, naast nog een uitbreiding van het aantal bestuursleden. Echter, door een coördinatiefout kregen de leden toen de tekst te laat bezorgd. Het bestuur heeft toen besloten om die wijzigingen niet in de ALV in stemming te brengen, maar voor te leggen ter discussie. Ik had de intentie om gecombineerd met één van de daarop volgende werkvergaderingen een korte, speciale ALV in te lassen, om de besluitvorming over deze wijzigingen niet al te lang uit te stellen. Echter, in het bestuur ontstond een discussie om de Statuten op nog meer punten te wijzigingen. Wij hadden nog steeds niet voldaan aan de wettelijke verplichting om de Statuten in overeenstemming te brengen met het nieuw Burgerlijk Wetboek. Al kijkend daarnaar zag het bestuur enkele inconsequenties in de Statuten die we meteen wilden verbeteren. Gaandeweg kwamen we steeds meer zaken tegen die nodig bijgesteld moesten worden. Een speciale "task force" binnen het bestuur heeft het afgelopen jaar veel tijd gestoken in een voorstel voor een grondig herziene versie van de Statuten en daarmee samenhangend het Huishoudelijk Reglement. Zonder de overige bestuursleden te kort te willen doen, wil ik hierbij speciaal de naam noemen van Oscar Rikkert de Koe, die veel coördinerend werk heeft gedaan en alle voorstellen steeds grondig toetste op consistentie. Ook heeft het bestuur veel goede adviezen gekregen van onze voormalige voorzitter en erelid Joop Geels. Het resultaat is voorgelegd aan de ALV van 18 maart l.l. De belangrijkste punten van verschil met de oude Statuten en Huishoudelijk Reglement wil ik hier even opnoemen.

1. Het aandachtsgebied van de vereniging is geherformuleerd en uitgebreid. Luidde in de oude Statuten het aandachtsgebied "...de elektronica en de informatietransmissie en –verwerking ...", thans luidt dit "... de elektronica, signaalbewerking, communicatie- en informatie-technologie...".
2. HTS-ers worden op dezelfde basis toegelaten als academici. Geen van deze categorieën is nog onderhevig aan ballotage. De ballotage-commissie speelt alleen nog een adviserende rol bij aspirant-leden die niet tot één van deze categorieën behoren.
3. Het maximum aantal bestuursleden wordt verhoogd van 9 naar 11. Dit betekent niet dat het bestuur perse uit 11 leden moet bestaan, maar als de behoefte er is en er liggen duidelijke taken, dan kan het aantal bestuursleden tot dit aantal oplopen.
4. De jaarstukken dienen door alle bestuursleden te worden ondertekend. Dit is zo'n verplichting die voortvloeit uit het nieuw Burgerlijk Wetboek.

De naam "Werkvergadering" is vervangen door "Themabijeenkomst". Het bestuur is van mening, dat deze term beter weergeeft wat er werkelijk plaatsvindt tijdens zo'n evenement. Het begrip "Werk-

vergadering" werd nog al eens misverstaan, vooral bij de buitenwacht.

6. In de oude Statuten werd een aantal commissies ingesteld, maar niet alle commissies die het NERG momenteel kent, werden daarin genoemd. Het leek het bestuur het beste om in de Statuten onderscheid te maken tussen vaste commissies en ad hoc commissies. Er worden in de Statuten geen specifieke commissies meer genoemd. Dit is gebeurd in het nieuwe Huishoudelijk Reglement; daar wordt ook de taakomschrijving gegeven. In de Statuten worden slechts de regels beschreven hoe de commissiesleden worden benoemd en voor hoe lang. Dit heeft als groot voordeel, dat voor het instellen van vaste commissies niet steeds een Statutenwijziging nodig is, doch slechts een wijziging van het Huishoudelijk Reglement, waarvoor geen gang naar de notaris nodig is.

   Een ad hoc commissie mag slechts drie jaar bestaan; daarna moet het een vaste commissie worden en opgenomen in het Huishoudelijk Reglement, of opgeheven worden.

   Ten aanzien van de Tijdschriftcommissie (vroeger Redactiecommissie geheten) is er nog een extra wijziging gekomen. Was het tot nu toe gewoonte, dat de tijdschriftredacteur tevens voorzitter was van de redactiecommissie, thans zijn deze twee functies in principe gescheiden. Wij denken dat de taak van de redacteur momenteel zo uitgebreid is, dat het niet verstandig is om dat te combineren met het voorzitterschap.
7. Comités worden nu generiek beschreven in de Statuten.
8. Tot nu toe namen de contactpersonen van de Universiteiten deel aan de bestuursvergaderingen. De afgelopen twee jaar is echter de groep van contactpersonen uitgebreid met een flink aantal leden uit andere kenniscentra. Als die allemaal de bestuursvergaderingen gaan bijwonen, leidt dat tot een onwerkbare situatie. We hebben daarom bij nieuw Huishoudelijk Reglement voorgesteld om een zgn. "Contactcommissie" in te stellen, die vergadert onder voorzitterschap van een bestuurslid.

U ziet er verandert nogal wat binnen het NERG. De meest zaken zijn echter puur organisatorisch, met als doel de taken en relaties binnen bestuur en commissies beter te structureren en vast te leggen. De verworvenheden en tradities van de vereniging worden geenszins aangetast. Het bestuur heeft met vertrouwen de voorstellen voorgelegd aan de ALV van 18 maart l.l. Vrijwel alle voorstellen vonden daar instemming. Er was één enkel kleine uitzondering. In het voorstel Huishoudelijk Reglement stond over de stemming over personen "Indien bij herstemming de stemmen staken, wordt de oudste in leeftijd geacht gekozen te zijn." De vergadering vond in meerderheid, dat in zo'n situatie "... de jongste in leeftijd ..." geacht moest worden, te zijn gekozen. Het bestuur had haar voorstel zonder verdere aanpassing overgenomen uit het oude reglement, maar had geen enkele moeite met de wijziging zoals gewenst werd door de vergadering.

Onlangs zijn de Statuten bij de notaris ondertekend. We hebben nu een goed omschreven bestuursorganisatie met duidelijk omschreven verantwoordingsverplichtingen. De democratische verhoudingen zijn in tact gebleven, hier en daar zelfs versterkt en het geheel biedt een moderne aanblik. Bovendien zal de vereniging een meer open karakter kunnen gaan dragen. Al met al is dit alles een flinke stap voorwaarts.

Niet onvermeld mag bovendien blijven, dat tijdens de laatste ALV een vijftal nieuwe bestuursleden is benoemd. Ik hoop dat de redactie in de komende nummers van het Tijdschrift ruimte maakt om deze mensen bij u te introduceren, hetzij via een interview of anderszins.

Tot slot mag ik u allen opwekken om te (blijven) participeren in onze activiteiten, hetzij door de themabijeenkomsten te bezoeken (opgeven via het WEB is mogelijk), hetzij via een bijdrage aan het Tijdschrift. Mocht u willen reageren op mijn bijdrage, dan bent u van harte uitgenodigd.

Wim van Etten, voorzitter NERG
leerstoel Telecommunicatie
Universiteit Twente, Kamer INF 3001
Postbus 217
7500 AE ENSCHEDE

tel. 053-4893872
fax. 053-4895640
e-mail: etten@cs.utwente.nl

NERG/IEEE/IEE Themabijeenkomst

"Recent Developments in Phased Arrays and Adaptive Wireless Communications"

14 april 1999

ASTRON (NFRA), Dwingeloo

Ter gelegenheid van het 50-jarig bestaan van radioastronomie in Nederland

---

1. Inleiding

Ter gelegenheid van het 50-jarig bestaan van de NWO-Stichting Astronomisch Onderzoek Nederland (ASTRON) in Dwingeloo, werd er van 12 tot en met 14 april 1999 een 3-daagse internationale conferentie georganiseerd in Dwingeloo met als centrale onderwerp hoe de volgende generatie radiotelescoop eruit zou moeten zien. De laatste dag van de conferentie (14 april) is in nauwe samenwerking met het NERG georganiseerd en concentreerde zich dan ook op recente ontwikkelingen op het gebied van phased arrays in Nederland. Onderdeel van het dagprogramma was een excursie naar de Radiotelescoop in Westerbork. Interessant detail is dat alle sprekers van de dag afgestudeerd zijn in de groep van Dr. Martin Jeuken van de TU Eindhoven, waarbij ir. Martijn van Beurden zijn laatste afstudeerder is geweest. Het recente overlijden van Dr. Jeuken is dan ook een groot verlies voor dit vakgebied in Nederland.

Het aantal bezoekers van de themabijeenkomst was erg hoog, in totaal ca. 170. De volgende sprekers waren uitgenodigd:

Corné Stoffels (Hollandse Signaalapparaten)
"Phased-array measurement techniques"

Hans Schmidt (KPN Research)
"Intelligent antennas: the next generation base station antenna for cellular mobile"

Bart Smolders (ASTRON Dwingeloo)
"Phased-array system for the next generation of radio telescopes"

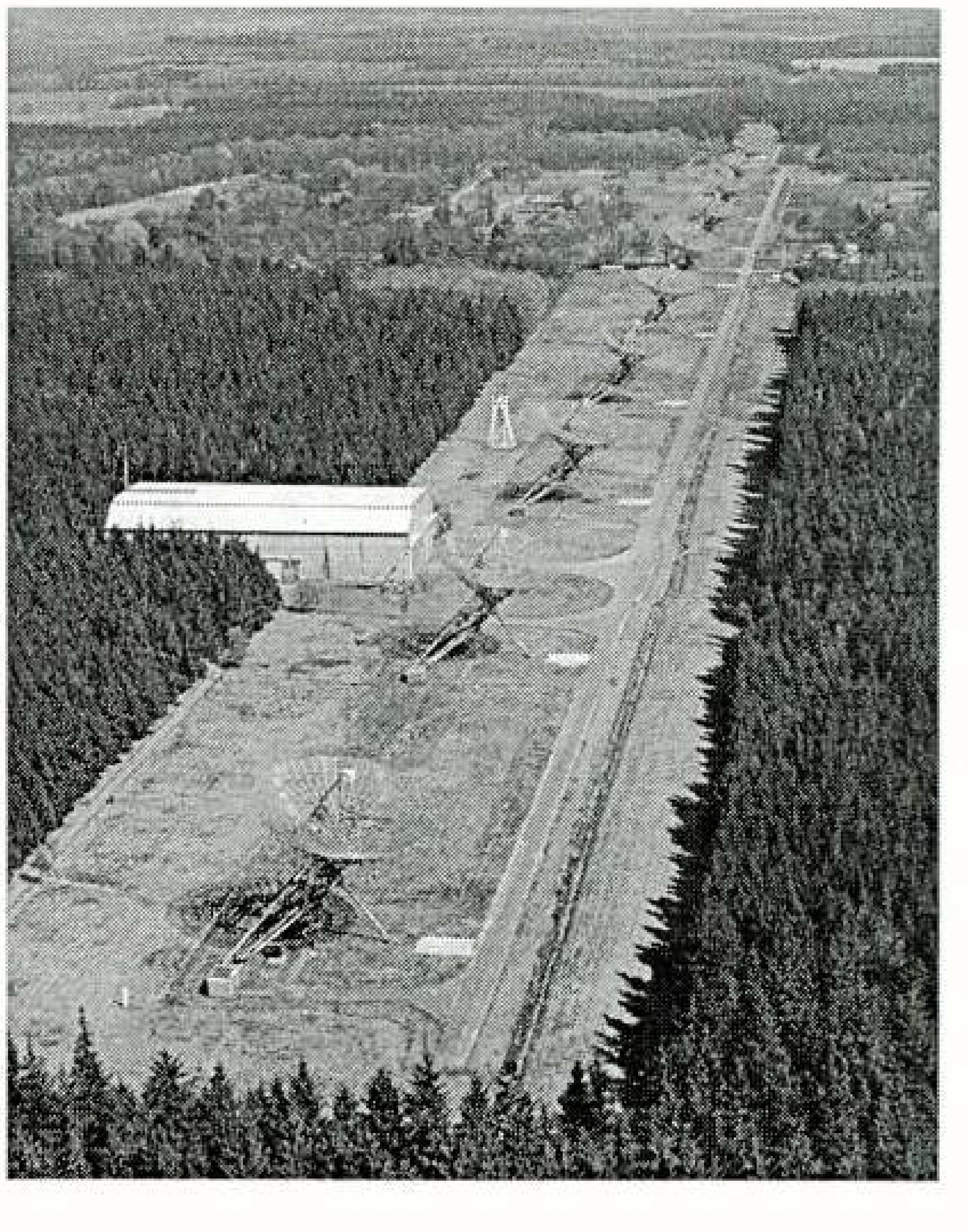
Guido Dolmans (Philips Research)
"Adaptive mobile antenna system for wireless applications"

Frank van den Bogaart (FEL-TNO)
"MMIC's for phased-array applications"

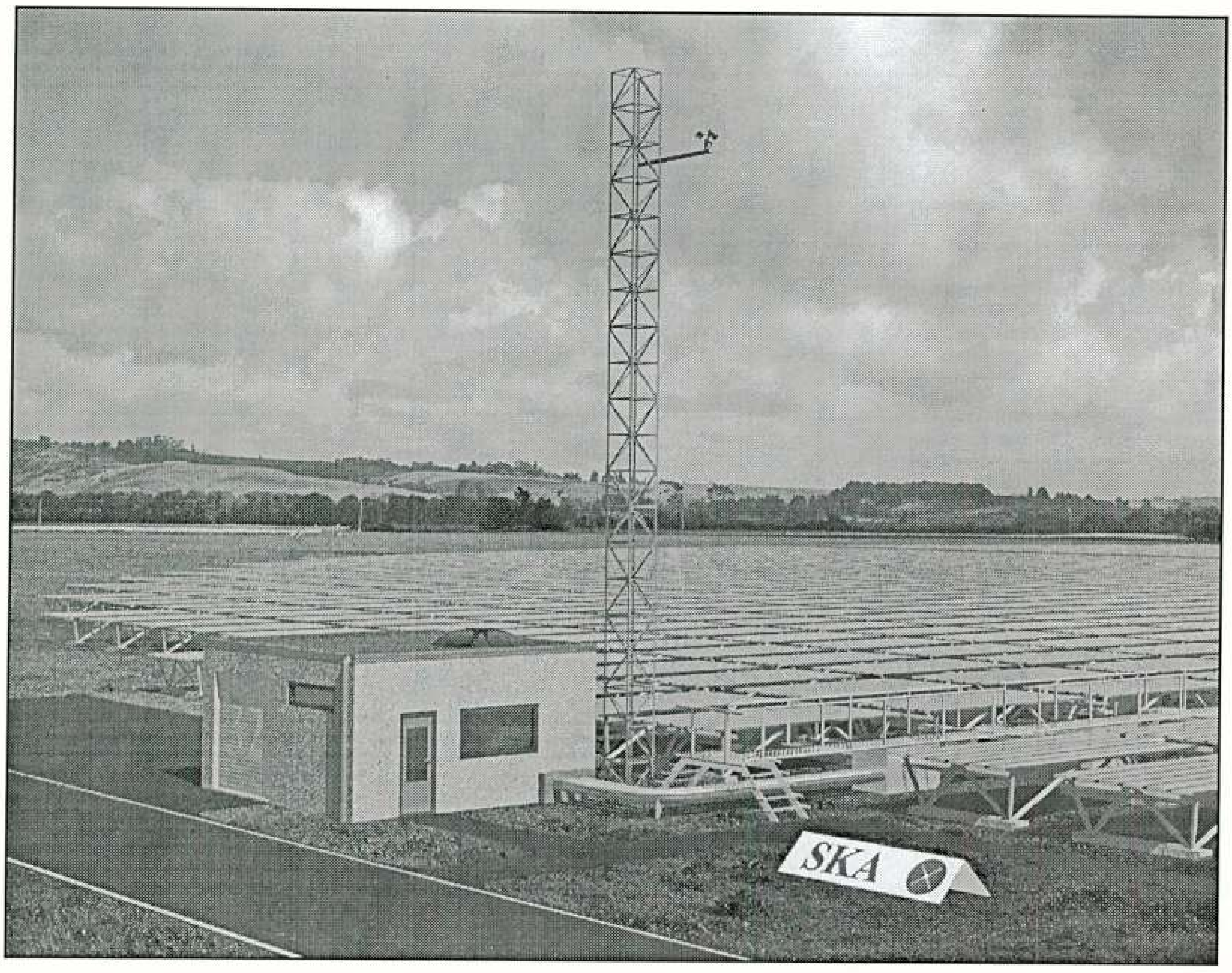
Martijn van Beurden (TU Eindhoven)
"Design of wide-band phased-array antennas"

2. Recente ontwikkelingen in de Nederlandse radioastronomie

De huidige radiotelescoop in Westerbork (WSRT) stamt uit 1972 en bestaat uit een 14-tal parabolische reflectorantennes elk met een diameter van 25 meter. De antennes staan opgesteld in een rechte oost-west lijn met een onderlinge afstand van 144 m (zie Figuur 1). Een viertal telescopen zijn verrijdbaar en staan op een grotere afstand. De WSRT werkt in het frequentiegebied tussen 310 MHz en 8650 MHz. De ontvangen signalen van de veertien telescopen worden met elkaar gecorreleerd.



Figuur 1: Westerbork Synthesis Radio Telescope (WSRT)

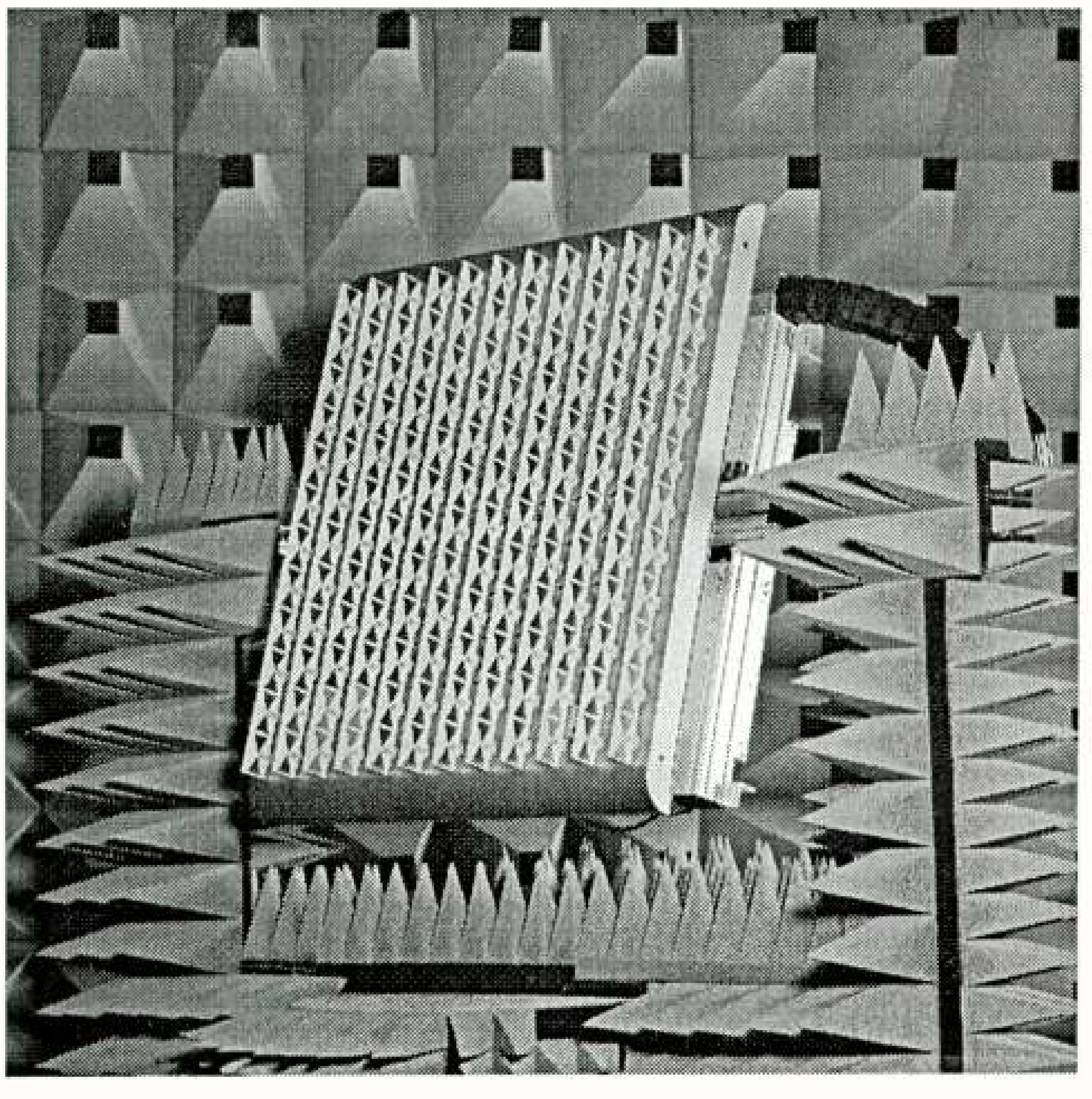


Figuur 2:
SKA station met een diameter van ongeveer 300 meter

Door gebruik te maken van de draaiing van de aarde wordt na een bepaalde waarneemtijd, bijvoorbeeld 12 uur, een zogeheten synthetische antenne apertuur verkregen met een diameter van maximaal 300 m, overeenkomend met de maximale basislijn in Westerbork. Na digitale signaalverwerking van deze metingen kan een gedetailleerde kaart van een deel van de hemel gemaakt worden. De WSRT heeft in de afgelopen jaren een rigoureuze vernieuwing doorgemaakt, waardoor het instrument zeker weer 10 jaar gebruikt kan worden voor vernieuwend astronomisch wetenschappelijk onderzoek. Kijken we naar de toekomst dan zal de gevoeligheid van de huidige generatie radiotelescopen, waaronder de WSRT, niet voldoende zijn. Vandaar dat de internationale radioastronomie gemeenschap een aantal jaren geleden begonnen is met de definitie van de volgende generatie radiotelescoop. Deze nieuwe radiotelescoop moet minstens een factor 100 gevoeliger zijn dan de huidige generatie. Dit betekent dat het totale antenne-oppervlak ongeveer één vierkante kilometer groot zal moeten zijn. Vandaar zijn naam SKA, de Square Kilometer Array. De basis frequentieband waarin dit nieuwe instrument zal gaan werken is tussen 200 MHz en 2000 MHz. Figuur 2 laat zien hoe een station van SKA eruit zou kunnen zien. SKA zal bestaan uit een aantal van deze stations verdeeld over een groot gebied.

Één van de belangrijkste aspecten waar SKA mee moet kunnen omgaan zijn de talloze stoorsignalen die aanwezig zijn in het genoemde frequentiegebied. Stoorsignalen ten gevolge van televisiezenders, mobiele telecommunicatiediensten en satellieten zullen op de een of andere wijze moeten worden onderdrukt. Met conventionele reflectorantennes is dit echter niet of nauwelijks mogelijk. Vandaar dat men bij ASTRON in de afgelopen jaren gestart is met het ontwikkelen van een ander type radiotelescoop die gebaseerd is op het phased-array principe. Een phased array bestaat uit een groot aantal kleine antenne elementen, elk niet veel groter dan de antenne van een mobiele telefoon. Voor SKA zou het aantal antenne elementen kunnen oplopen tot boven de 10 miljoen. De ontvangen signalen van alle antenne elementen worden omgezet in digitale signalen, waarna een krachtige computer met signaalverwerkingsalgoritmes de stoorsignalen adaptief onderdrukt terwijl de gewenste astronomische signalen niet of nauwelijks aangetast worden. De richting waarin het array kijkt is elektronisch instelbaar. Het array bevat dan ook geen mechanisch

beweegbare onderdelen. Een ander voordeel is dat met het array in meerdere richtingen tegelijk waarnemingen gedaan kunnen worden (multi-beaming). Teneinde het phased-array principe in de praktijk te kunnen toetsen als mogelijk instrument voor de radioastronomie is er een prototype ontwikkeld bestaande uit 64 actieve antenne elementen, genaamd OSMA, de One Square Meter Array (Figuur 3). De actieve elementen worden omringd door twee ringen van passieve antenne elementen die ervoor zorgen dat de actieve elementen een symmetrisch stralingspatroon krijgen. OSMA is opgeschaald in frequentie en werkt in de band tussen 1.5 GHz en 3.5 GHz.



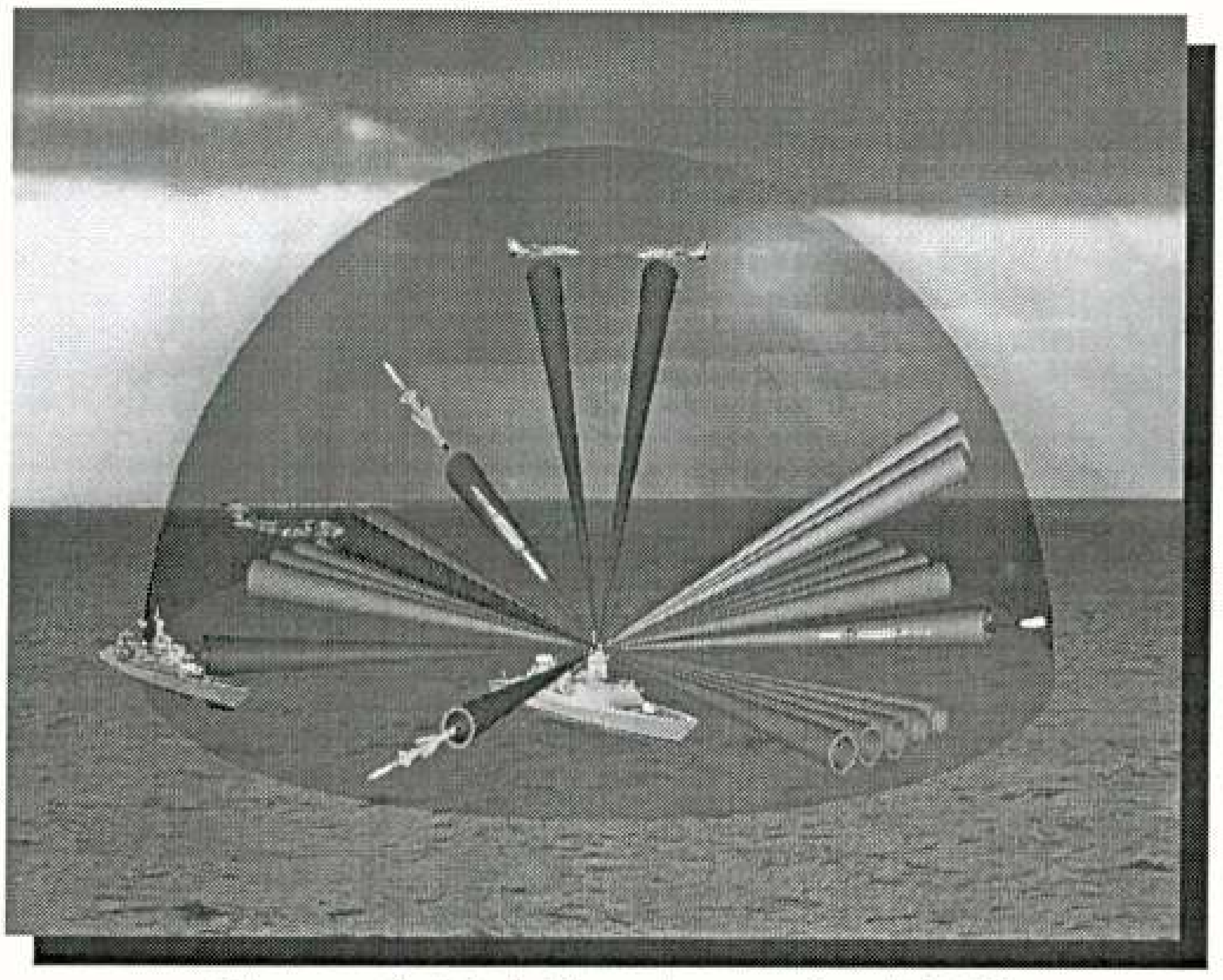
Figuur 3: De One Square Meter Array (OSMA) in de antennemeetkamer van ASTRON

In het OSMA systeem wordt gebruik gemaakt van een combinatie van analoge (RF) en digitale bundelvorming. De instantane bandbreedte van de RF elektronica is een octaaf, terwijl de instantane bandbreedte van het digitale deel beperkt is tot 4 MHz. Stoorsignalen worden met name met de digitale bundelvorming onderdrukt met behulp van adaptieve algoritmes. Verder kunnen er meerdere bundels tegelijkertijd gemaakt worden (multi-beaming), hetgeen een bijkomend voordeel is van het toepassen van het phased-array concept. Met de experimenten die uitgevoerd zijn in de antennemeetkamer van ASTRON is aangetoond dat een onderdrukking van stoorsignalen met een factor 10.000 tot 100.000 mogelijk is met 64 actieve elementen. Ter vergelijking, met een conventionele reflectorantenne met vergelijkbare afmetingen is in de regel niet meer dan een factor 100 haalbaar. Momenteel wordt er hard gewerkt aan de ontwikkeling van een volgend prototype met 1024 antenne elementen, de Thousand Element Array (THEA), die eind 2000 operationeel zal worden.

3. Phased-array ontwikkelingen in Nederland

Phased arrays, in goed Nederlands antennestelsels genoemd, worden uiteraard niet alleen in de radioastronomie toegepast, maar ook in andere gebieden zoals radars en mobiele telecommunicatie. De zogeheten *smart base stations* zijn daar een goed voorbeeld van . **Ir. Hans Schmidt** van KPN Research liet hiervan tijdens de themabijeenkomst de meest recente ontwikkelingen zien. De belangrijkste reden om voor smart base stations te kiezen is uiteraard geld, omdat het kan leiden tot een significante vergroting van de capaciteit van het mobiele netwerk door een efficiënter hergebruik van de beschikbare frequenties. Momenteel worden deze slimme basisstations nog nauwelijks toegepast, maar de verwachting is dat hier snel verandering in zal komen naarmate de prijs van deze nieuwe technologie verder zal dalen.

De phased-array technologie is met name ontwikkeld in de radarwereld. In de jaren 60 en 70 is er vooral in de Verenigde Staten veel gedaan op dit gebied. Ook in Nederland is in die tijd het nodige geld en mankracht besteed aan onderzoek voor phased arrays voor radarapplicaties, met name bij FEL-TNO en Hollandse Signaalapparaten. **Ir. Corne Stoffels** van Hollandse Signaalapparaten gaf een interessant overzicht van de meetsystemen die er zijn voor het testen van phased arrays. Juist omdat het met phased arrays mogelijk is om zeer lage zijlussen te realiseren is een zeer nauwkeurige meetfaciliteit erg belangrijk. Hierdoor wordt het ook mogelijk om het array goed te kalibreren voordat het operationeel wordt. Bij Hollandse Signaalapparaten heeft men in de afgelopen jaren een zeer grote meetfaciliteit gebouwd, gebaseerd op het compact-range principe. Hierin wordt momenteel het nieuwe paradepaardje, de Active Phased Array Radar (APAR), uitgebreid getest. APAR is een multifunctionele radar o.a. in staat is om een groot aantal doelen tegelijkertijd af te handelen. Figuur 4 laat een computeranimatie zien van APAR geplaatst op een fregat.

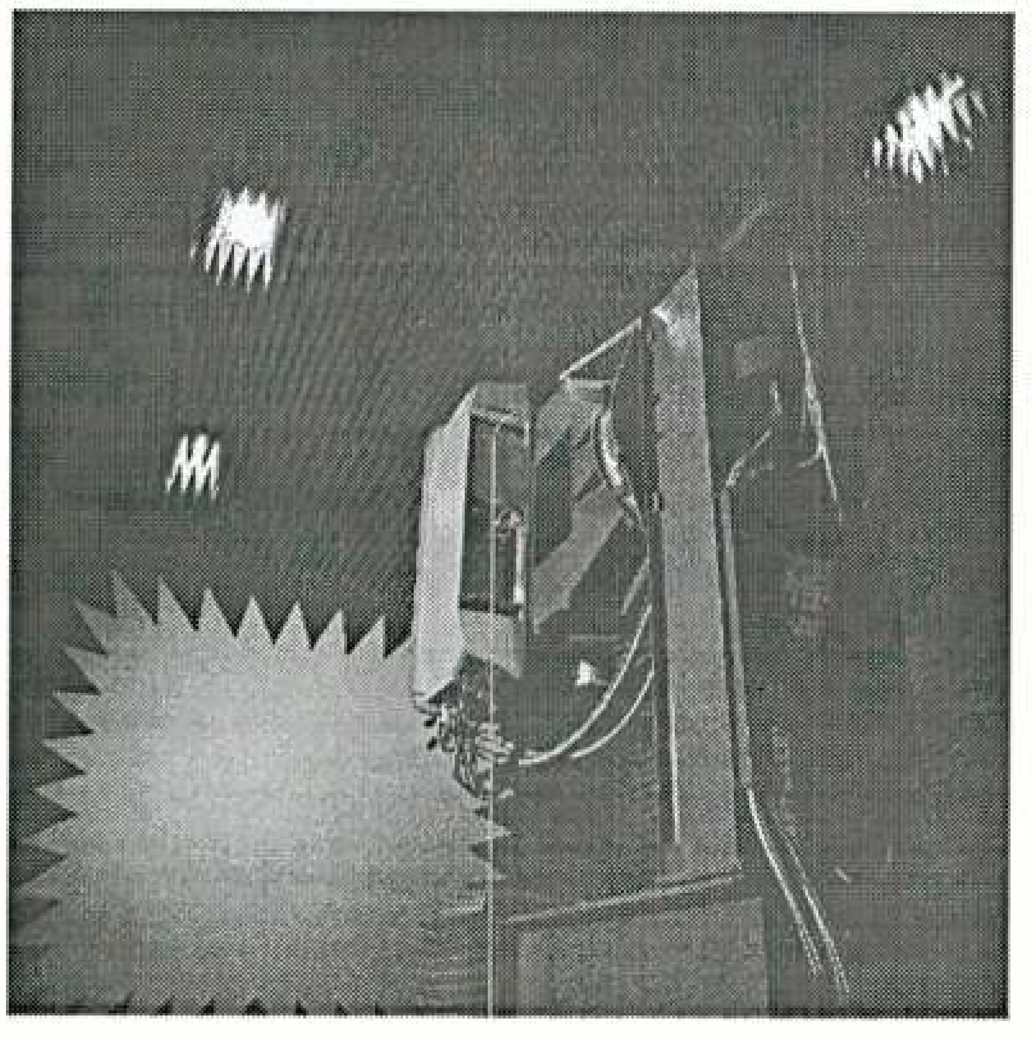


Figuur 4: Multifunction radar APAR.

De belangrijkste eigenschappen van de nieuwe Compact Range bij Hollandse Signaalapparaten zijn:

- Frequentie bereik: 2.5 – 40 GHz
- Quiet Zone: 4m diameter
- Meetsnelheid: 5000 metingen/sec
- Afmeting van kamer: 9 x 14 x 22 m
- (h x b x l)
- RCS metingen zijn mogelijk

Een groot voordeel van het compact-range principe is dat er ook dynamische metingen (real-time) mee uitgevoerd kunnen worden. Dit is bijvoorbeeld met een zogeheten near-field scanner niet mogelijk. In figuur 5 is een foto van de Compact Range te zien, waarbij op de voorgrond de positioner en een prototype van APAR te herkennen zijn.



Figuur 5: Compact Range antennemeetkamer.

Een ander belangrijk aspect in phased-array systemen met een groot aantal actieve elementen is de integratie van de analoge elektronica in geïntegreerde circuits. **Ir. Frank van den Bogaart** van FEL-TNO liet een aantal voorbeelden zien van GaAs MMIC's (Monolithic Microwave Integrated Circuit) die in de afgelopen jaren bij FEL-TNO ontwikkeld zijn. Een trend is de integratie van meerdere functies in één enkel MMIC, de zogeheten Multi-function MMIC's. Deze verdere integratie is noodzakelijk om de prijs van de relatief dure phased-arrays verder te reduceren, waardoor ze voor meer toepassingen (financieel) aantrekkelijker worden.

Aan een speciale toepassing van phased arrays is bij PHILIPS Research gewerkt, waar een array bestaande uit twee antenne elementen ingebouwd is in een mobiele telefoon. **Dr. ir. Guido Dolmans** liet zien dat het mogelijk is om op deze wijze multi-path effecten in gesloten ruimtes (bijv. kantoorgebouwen) te compenseren door de beide ontvangen signalen op een slimme manier te verwerken. Of we binnenkort dit type mobiele telefoons met twee antennes in de winkel kunnen verwachten is nog niet duidelijk. De laatste spreker van de dag was **ir. Martijn van Beurden** van de TU Eindhoven die zich in de afgelopen jaren verdiept heeft in het elektromagnetisch modelleren van phased-array antennes. Doordat de antenne elementen vrij dicht bij elkaar staan zullen ze elkaar beïnvloeden. Dit effect wordt mutuele koppeling genoemd. Deze koppelingen kunnen tot gevolg hebben dat het array als het ware blind wordt in bepaalde richtingen, hetgeen uiteraard ongewenst is. Met de ontwikkelde modellen is het mogelijk om het array op een zodanige wijze te optimaliseren dat blinde scanhoeken niet meer optreden.

Meer gedetailleerde informatie over de gehouden presentaties vindt U in het vervolg van dit nummer van het Tijdschrift van het NERG.

Bart Smolders

AN ADAPTIVE MOBILE ANTENNA SYSTEM FOR WIRELESS APPLICATIONS

G. DOLMANS
Philips Research Laboratories
Prof. Holstlaan 4 (WAY51)
5656 AA Eindhoven
The Netherlands
E-mail: dolmans@natlab.research.philips.com

Adaptive diversity for mobile handhelds can lead to a higher data rate, better quality, longer battery life, extended range and less user irradiation. Mobile handhelds are used in environments where signal strength variations and delay spread fluctuations can be very high. Extending the standard telecommunications transceivers with an adaptive diversity control circuit reduces the impact of these fluctuations. The measurement and simulation facilities in our laboratory gave us the opportunity to design an adaptive dual-antenna handheld. This handheld combines the received signals (fixed beam) while scanning the environment for a better antenna beam at the same time (scan beams). This specific form of antenna diversity will be discussed and some performance comparisons are provided. The performance is close to a perfect equal gain combiner.

1. Introduction

Wireless communications has become a significant area of growth within the last few years. The wireless transceiver products are used in a multi-path fading environment. As the mobile moves, the signal strength regularly changes by 20-30 dB. This phenomenon of a sudden loss of power is often called fading. Suppliers of wireless equipment and network operators are looking for ways to improve the capacity and quality of wireless communication systems by reducing the effect of fading. One possible solution is to use transceivers having a smart antenna system.

Such a transceiver consists of antennas, switches, duplexers and active circuits like a low noise and power amplifier, mixer, oscillators, sythesizer etc. When considering new solutions for antenna reception and transmission, one needs to keep in mind that the antenna is an interface to the radiated electromagnetic field in different propagation environments. For instance, the behaviour of a communication link in an indoor pico-cell will differ from that in an urban macro cell. To make a proper design, the interaction of the antenna and the frontend, but also the interaction of the antenna and the propagation environment must be taken into account. The performance of more sophisticated antenna solutions will depend on the multi-path fading behaviour of the environment. Therefore, before defining the antenna, one has to look at different propagation scenarios.

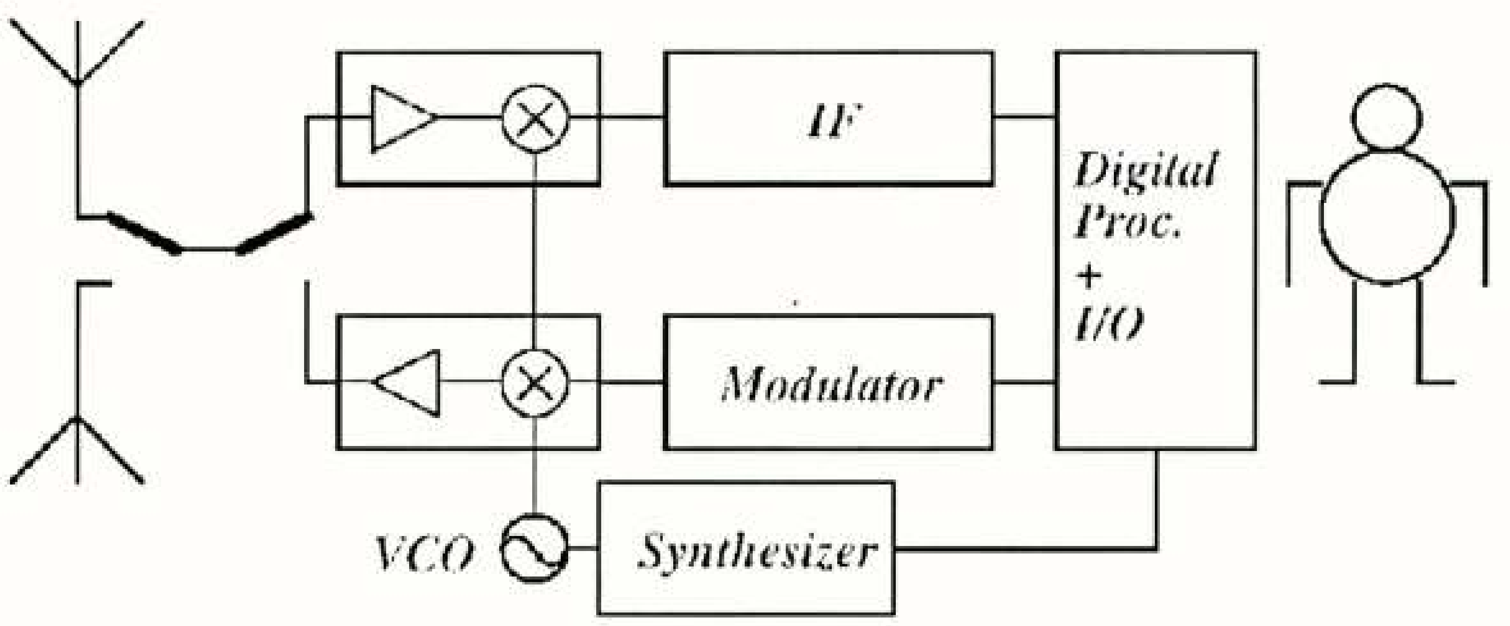


Figure 1 Block diagram of a telecommunication transceiver

2. Modelling the indoor received signal

Due to interference, scattering and reflection of radio waves at objects, received signal levels depend on the location of the mobile and the base station. In addition to the spatial fluctuations, the time variation depends on the motion of the mobile. For picocells, where even small objects can disturb the electromagnetic field pattern (e.g. an indoor link), it is important that models are available that predict this small-scale fading. Especially for the implementation of multiple antennas on handhelds, the scale of the variations of the radio waves must be predicted over spatial distances as low as a few centimeters.

The finite-difference time-domain method is a well-established numerical approach for solving electromagnetic problems. For this purpose, we combined a higher order FDTD algorithm and Berenger 's absorbing boundary condition [1],[3]. This algorithm can predict the small-scale fading inside a building. Fig. 2 shows an example of such a simulation with eight rooms, a corridor and an elevator. Walls are modelled as isotropic, homogeneous and lossy dielectric material. The elevator structure on the left-hand side of the picture is made out of reflective material, therefore, this part is modelled as a shielded structure.

Fig. 2 indicates that the corridor acts as a waveguide by guiding the energy to the outer boundary of the office floor. The attenuation due to several walls is also visible in the far field region. This method can now be used to predict received signal levels for multiple antennas spaced very close together. The knowledge gained from the simulations is used to study the performance of diversity handhelds.

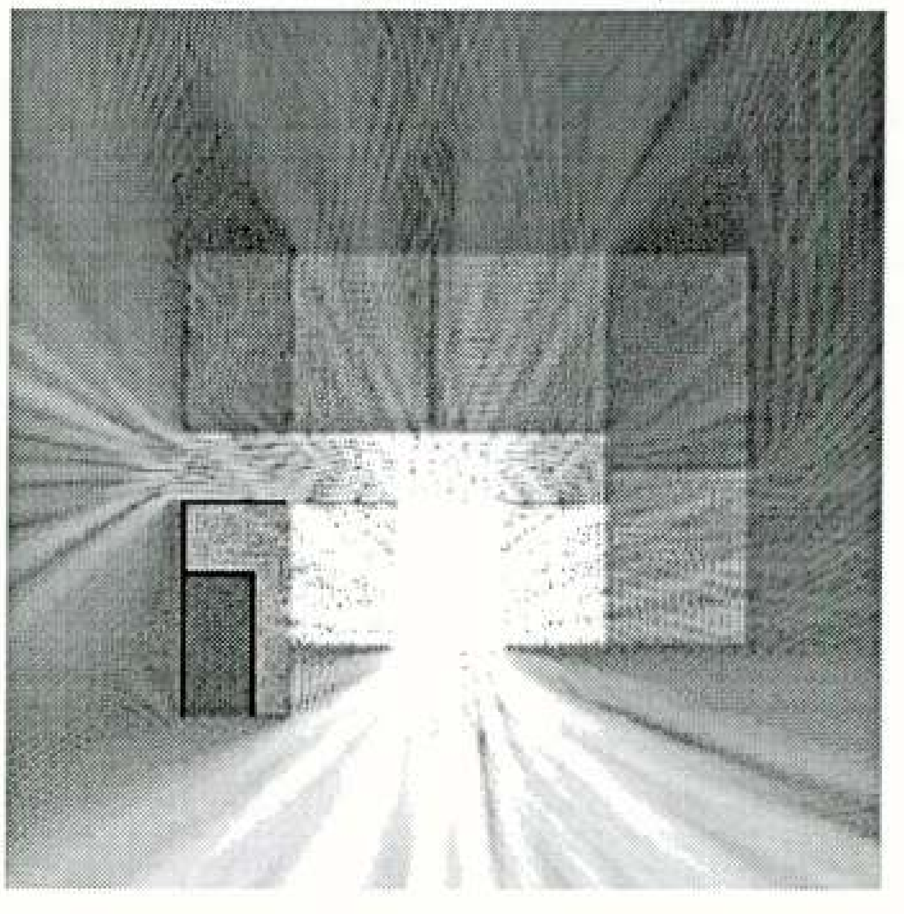


Figure 2 Amplitude fading inside and outside a building (total space of 30 m x 30 m) at 900 MHz.

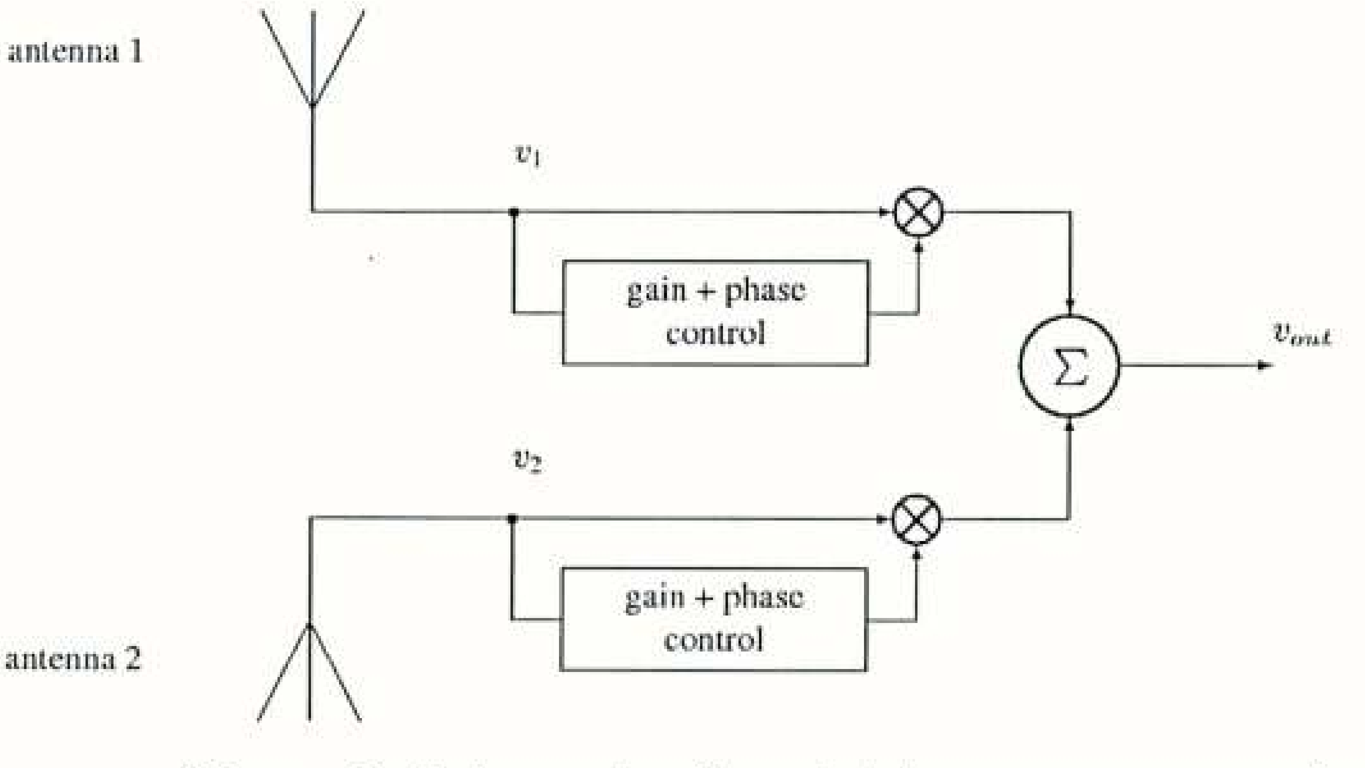


Figure 3. Schematic of combining two antenna signals

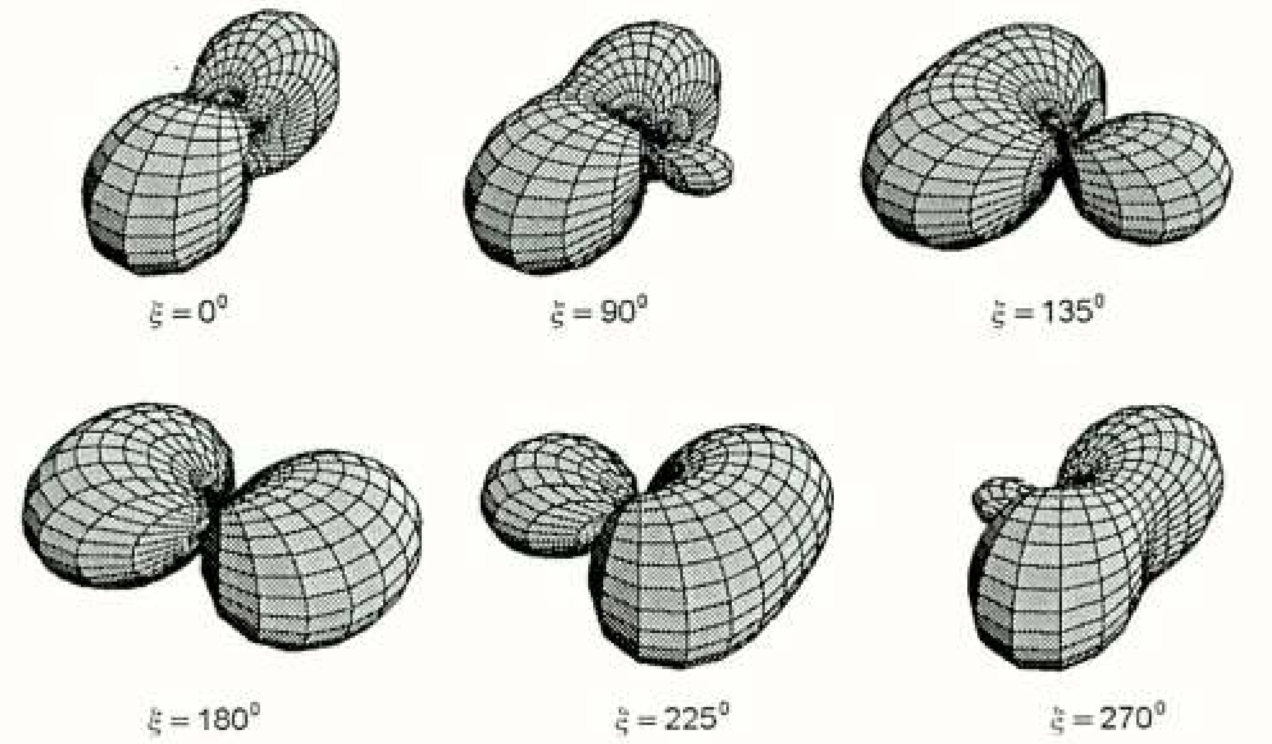


Figure 4. Antenna gain patterns with two dipole antennas spaced half a wavelength apart

3. Diversity antennas for handhelds

One way of using diversity is to use multiple antenna that are spaced sufficiently far apart to obtain uncorrelated fading at the individual antenna ports. This kind of diversity will be evaluated with antenna spacings less than a wavelength. When using a switching principle, the antenna switch is activated when the signal strength of one antenna drops below a predefined threshold value. Using two receivers, the best branch is selected. This kind of diversity is not optimal in the sense that only one antenna at a time is used. A better way is to use both antennas, which not only gives some antenna gain, but also the possibility to steer the antenna beam in the direction of the base station. In that case, the two antenna signals are combined after phase shifting in order to avoid cancellation (Fig. 3).Some possible antenna gain patterns of two parallel dipoles spaced half a wavelength apart are shown in Fig. 4. By changing the phase shift and using a quality indicator like signal-to-noise ratio, the antenna beam can be steered. This interpretation of antenna beams is based on a far field behaviour in the open field, but in practice a rapid local variation of fields is experienced, which was shown in Fig. 2. Two signal vectors of the two antennas can describe this local behaviour. If we combine the two signals, destructive interference occurs when the two vectors oppose each other. One situation arises from the combination of the two signals without applying a phase shift and the other situation is created when a phase shift of 180 degrees is applied. With this simple scheme, one can avoid the destructive combination of two antenna signals. The question arises if only two phase shifts or many phase shifts are needed to rotate the beams to obtain optimal signal-to-noise ratios. As mentioned before, the actual signal distribution inside the building will influence the performance of any chosen implementation.

4. Radio channel and diversity measurements

Since we are primarily interested in implementing diversity at the handset (where the available space is limited) a dedicated measurement set-up has been developed.

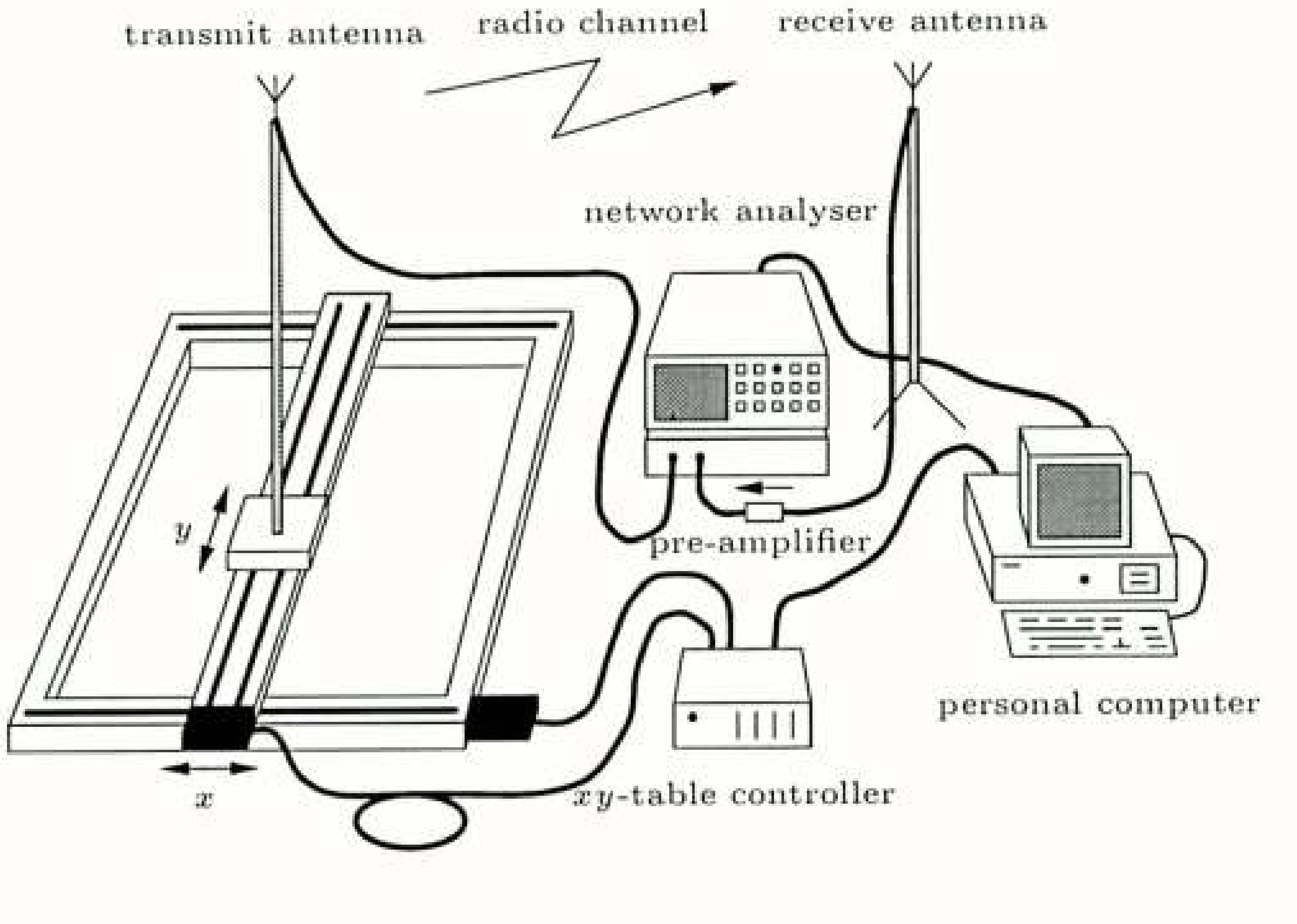


Figure 5 Set-up for measuring small-scale signal strengths and delay spreads.

BANDWIDTH	COMB. METHOD 1	COMB. METHOD 2
	Max. signal	Min. delay-spread
400 MHz	8 %	11 %
20 MHz	34 %	52 %
1 MHz	47 %	64 %

Table 1. Delay spread improvement for a two antenna diversity receiver as compared to a single antenna receiver.

It consists of a controllable scanner table that can displace the antennas in a plane of 1m x 1m. The base station can be placed at another location inside the building. For each point in this plane, the received signals are stored on the hard-disk drive for analysis purposes. The receive and transmit antennas are connected to a network analyzer which performs a frequency sweep. The data is transformed with a fast Fourier transformation to the time domain. The time delay profile is an indication of the effect of multi-path propagation. Because of scattering and reflection at walls, people and objects, the receiver will receive multiple copies of the signals (echoes) arriving with different amplitudes and time delays. These echoes cause inter-symbol interference in the detector, and as a result the bit error rate will rise. The rms delay spread is a commonly used figure of merit to evaluate the impact of echoes in a multi-path environment.
In Table 1, the reduction of delay spread is given for measurements with bandwidths of 400, 20 and 1 MHz using two antenna diversity schemes. One scheme is based on the combination of the received signals and optimizes the strength of the signal. The other combining algorithm minimizes the delay spread. From this table, it is clear that even with a simple detection method based on maximizing the signal amplitude, the delay spread can be reduced. Especially for bandwidths typically used in wireless communication systems (< 1 MHz) the delay spread is reduced by a dual-antenna system. The bit error rate will depend on both the delay spread and the received signal strength. The received signal strength of an adaptive dual-antenna receiver will be analyzed in the following section with respect to its key parameters: actual implementation of diversity scheme, mobility of the user, etc.

5. Dual-antenna diversity handheld

The last part of this paper is devoted to a prototype that has been built to combat the effects of fading [2],[3]. The receiver in Fig. 6 consists of two antennas, two variable phase shifters, summation circuits, two frontends, a micro controller and a data switch. Each frontend processes the combination of the signal of one antenna and the phase shifted signal of the other antenna.

The receiver operates in two modes: a scanning mode and a fixed mode. In the scanning mode, the phase shifters are updated with a certain time response and in this way the antenna beam is rotated untill a better signal-to-noise has been found compared to the fixed beam. In this case, the function of the two front-ends is interchanged. This means that the fixed beam becomes the scanning beam and vice versa. The signal received by the fixed beam is passed to the output of the receiver using the data switch.

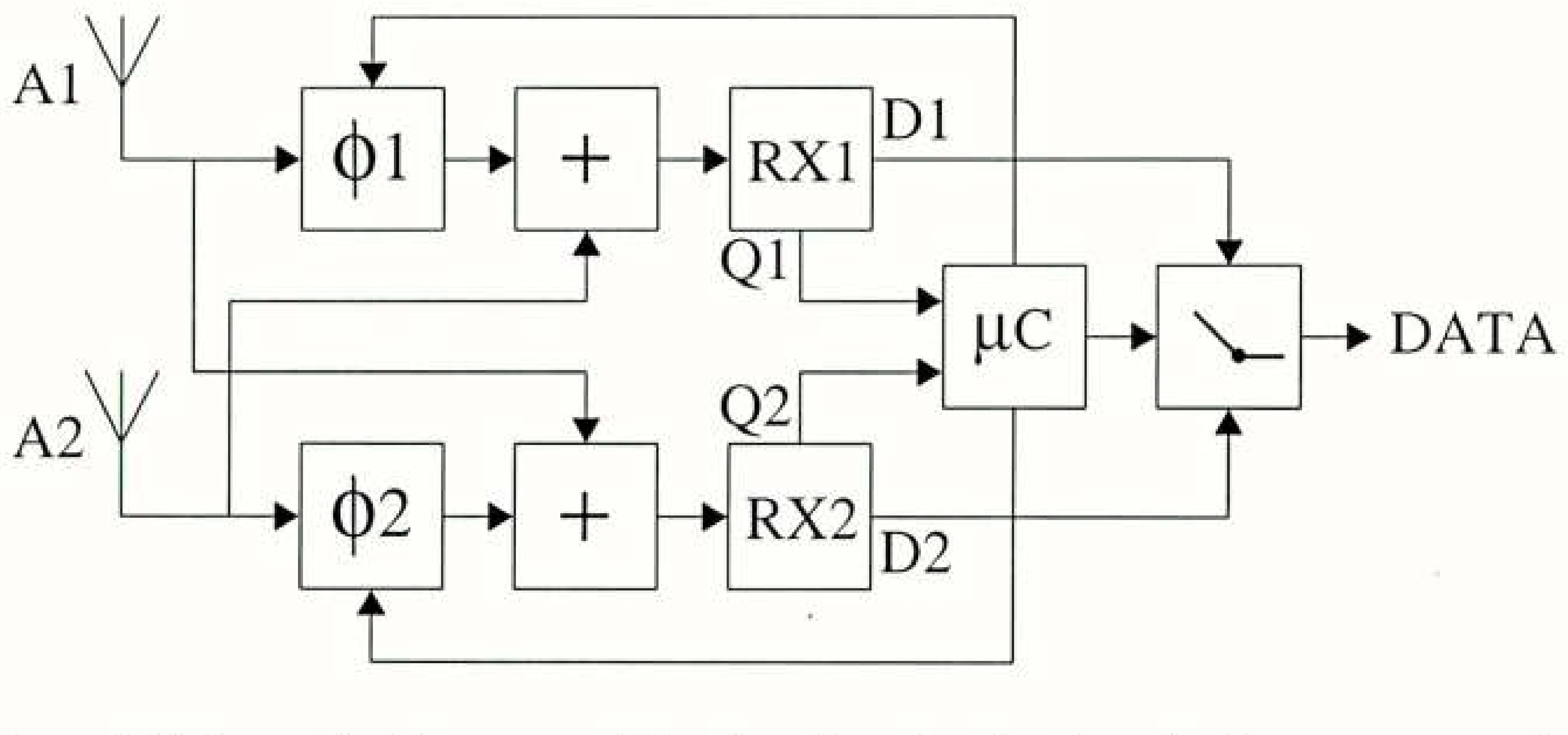


Figure 6 Schematic diagram of the developed adaptive dual-antenna receiver

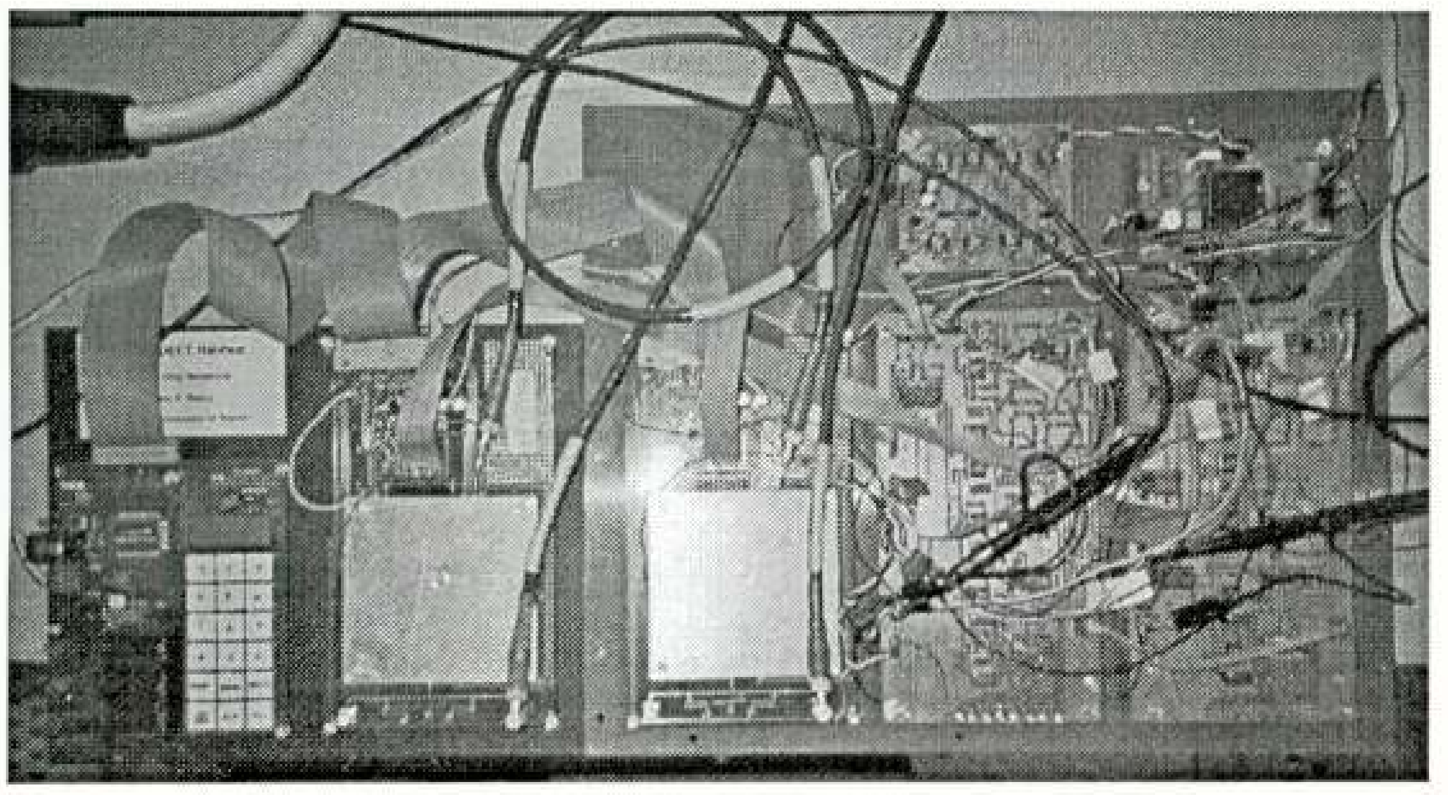


Figure 7 Photograph of the DECT demonstrator

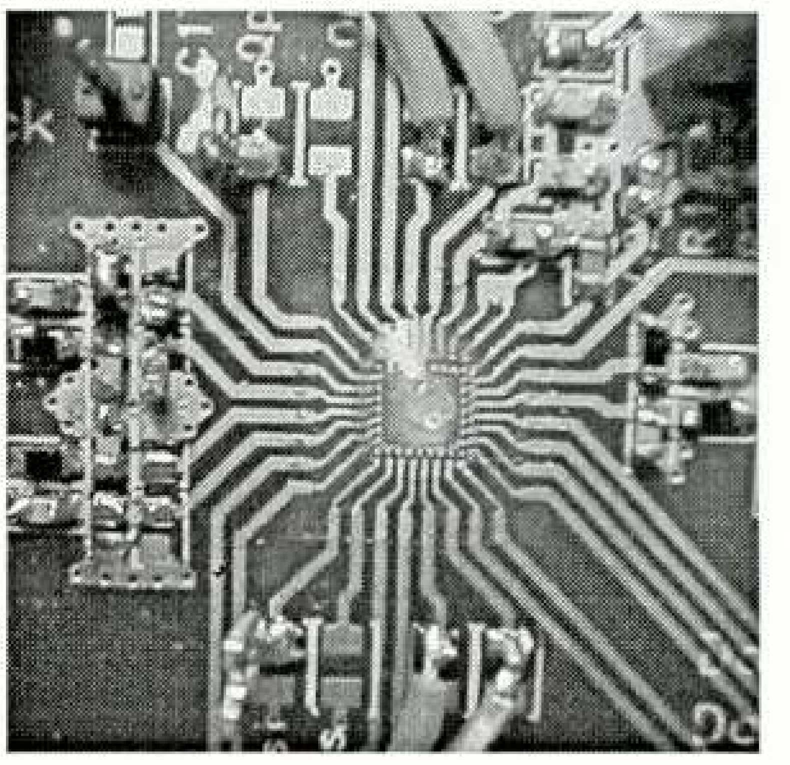


Figure 8. Photograph of an integrated version

The photograph of Fig. 7 shows the prototype adaptive receiver for a DECT digital indoor phone system at 1.9 GHz. In the bottom-left part of the picture, the DECT receiver is shown. In the bottom-right part, two phase shifters are implemented. Furthermore, the control circuits are present in the upper part of the photo. Fig. 8 shows an integrated circuit (IC) version of a diversity frontend with phase shifters. This integrated circuit version demonstrates that diversity for handhelds is feasible. The signal levels along a line of observation predicted by the finite-difference time-domain method are shown in Fig. 9. Implementing only two phase shifts leads to a performance that is not equal to a optimal combiner. However, the dips in the signals are avoided, even when using only two phase shifts.

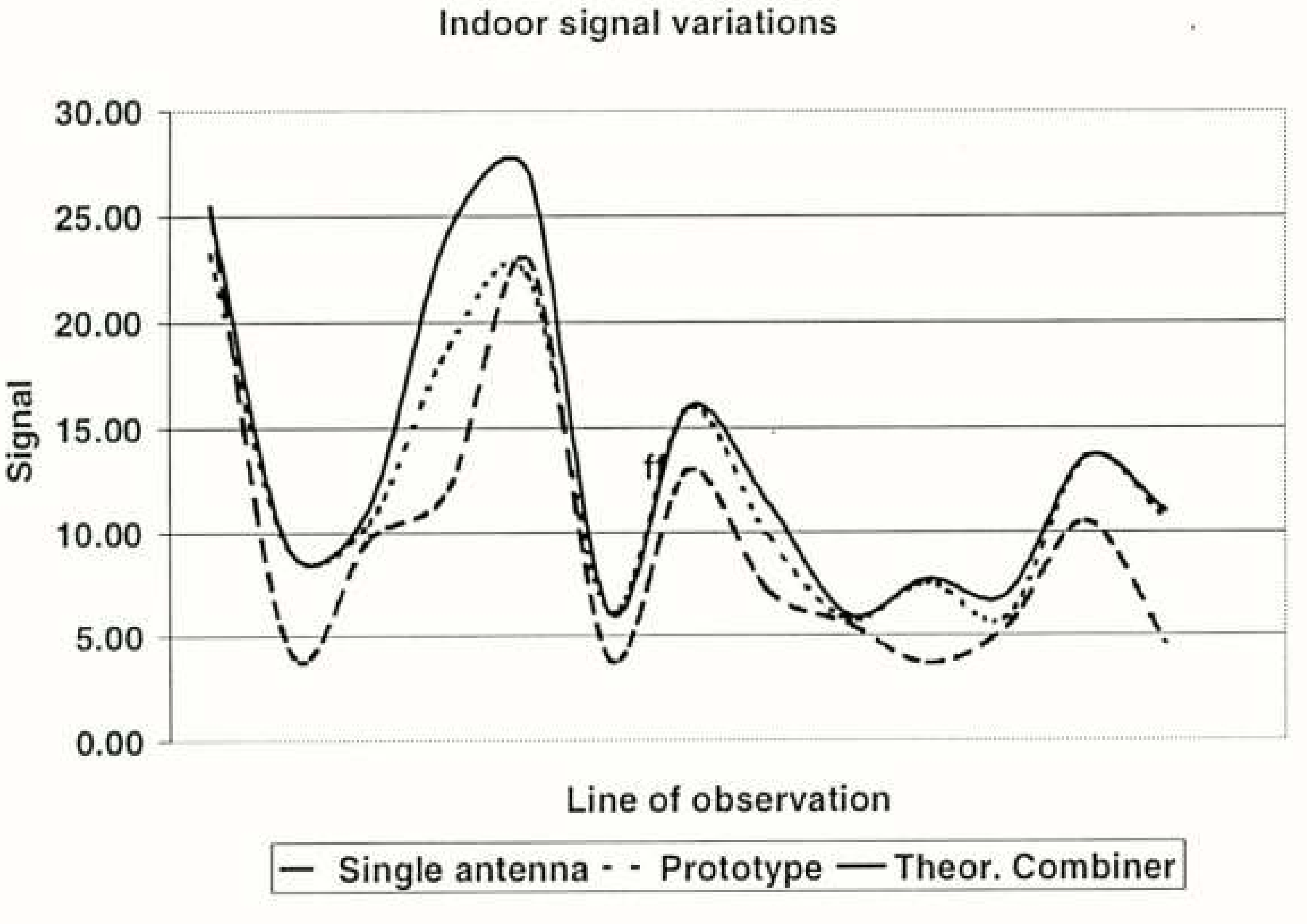


Figure 9
Solid line represents received signal strength of a theoretical diversity combiner, the long-dashed line represents a single antenna system and the short-dashed line the adaptive dual-antenna system (2 phase shifts)

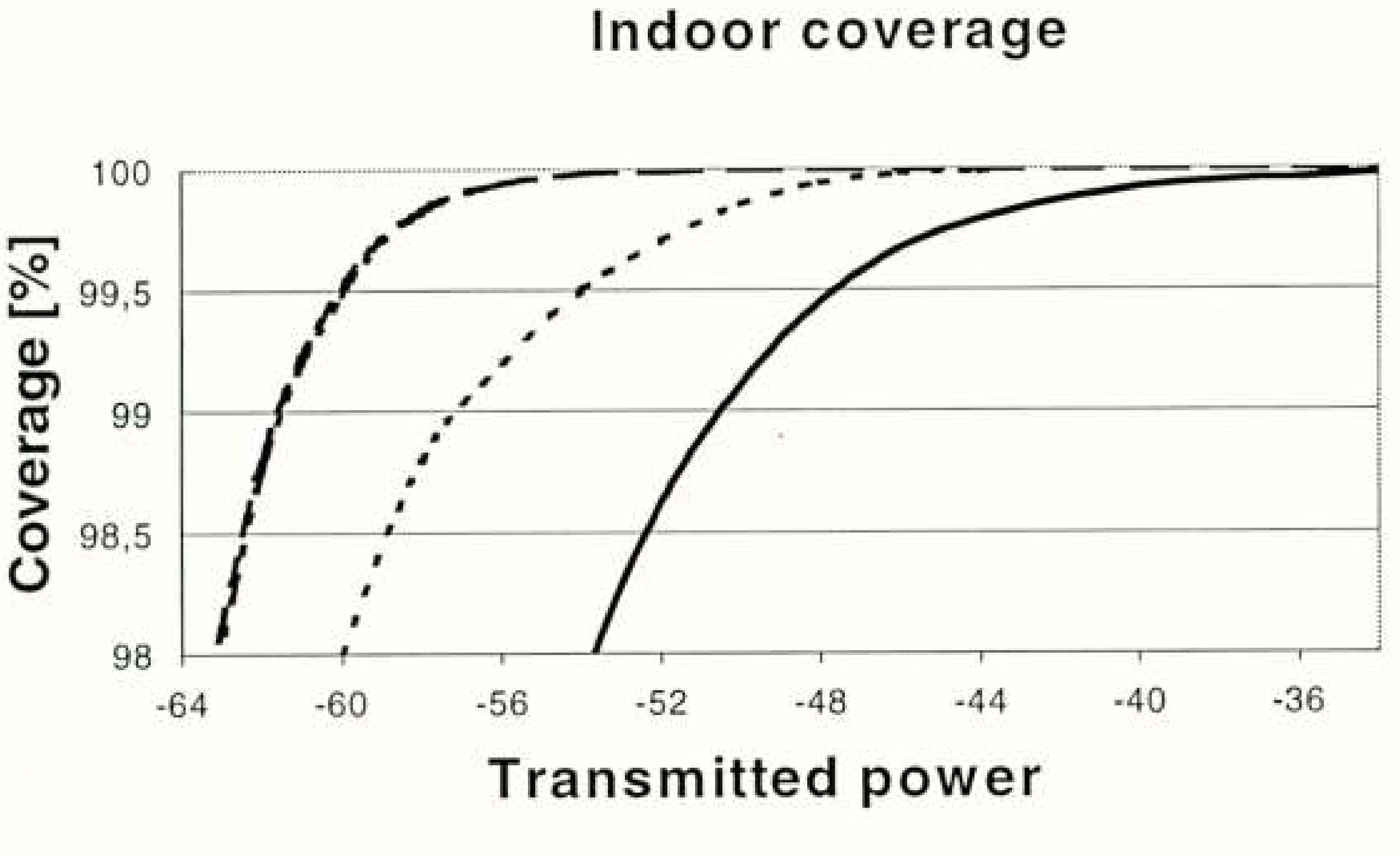


Figure 10.
Coverage as a function of transmitted power. Solid curve: a single antenna receiver. Dashed curve: adaptive receiver moving at a speed of 50 km/h. Other curves, various adaptive receivers moving at 5 km/h and a theoretical equal-gain combiner.

The indoor coverage for a BER of 0.001 is shown in Fig. 10 for two different speeds of the mobile user. At a speed of 5 km/h, the performance of the prototype is equal to a perfect combiner. If the diversity gain is defined as the differences in transmitted power levels for a coverage of 99 %, the diversity gain is approximately 10 dB.

This means that with a dual antenna system one can reduce the power by 10 dB and still obtain the same coverage. This concept can have a major impact on standby time, talk time and battery power consumption. The performance improvement can also be used to extend the size of the pico cell and therefore reduces the cost of the network infrastructure.

6. Conclusions

Implementing diversity in a handset is feasible and the improvement is significant. Dedicated simulation and measurement facilities can be used effectively to evaluate the performance of various combining algorithms. Including system parameters such as speed of user, scanning speed of beams and number of phase shifts is essential.

7. Acknowledgements

The author would like to thank his colleagues at the transceiver group, in particular P. Baltus, A. Hoogstraate, L. Leyten, J. van Sinderen and T. Wagemans for their contribution to this work.

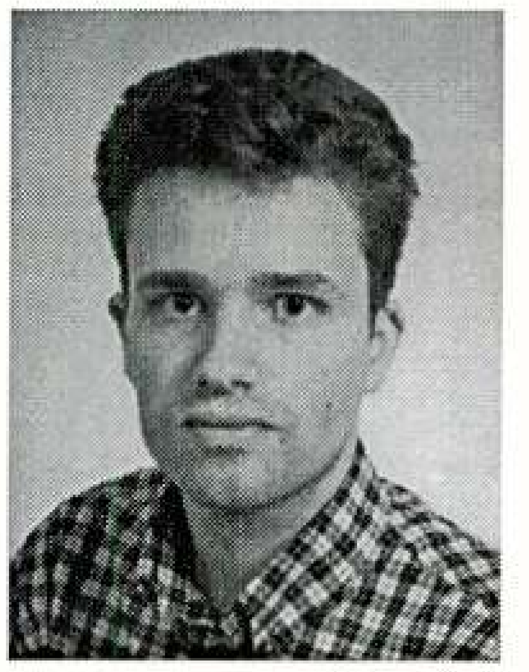
8. References

[1] J.P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves", Comput. Physics, 114, 185-200 (1994).

[2] A. Tombeur, A. Wagemans, P. Baltus, L. Leyten and J. van Sinderen, "A radio transmission system and a radio apparatus for use in such a system", European patent application, 28-8-1996, EP 0728372 (1996).

[3] W.M.C. Dolmans, "Effect of indoor fading on the performance of an adaptive antenna system", Ph.D. thesis, Eindhoven University of Technology, ISBN 90-386-0587-0 (1997).

The author.



Guido Dolmans was born in Heerlen, the Netherlands on May 10, 1969. He received the M.S. degree in electrical engineering in 1992 and the Ph.D. degree in 1997, from the Eindhoven University of Technology, the Netherlands. Currently, he works as a research scientist at Philips Research Laboratories in Eindhoven. His primary research interest include RF IC design, wireless communications, wave propagation, antenna design and computational electromagnetics.

HIGHLY INTEGRATED APPLICATION SPECIFIC MMICS FOR ACTIVE PHASED ARRAY RADAR APPLICATIONS

F.L.M. VAN DEN BOGAART
TNO Physics and Electronics laboratory
P.O. Box 96864
2509 JG The Hague
The Netherlands
E-mail: vandenBogaart@fel.tno.nl

Application specific MMIC solutions for active array radar, developed at TNO-FEL, are presented. The use and application of these MMICs in their respective radar systems will be shown. These MMICs address the needs for current and future phased-array topologies as for example the concept of "smart skins". The MMICs functions to be presented are: highly integrated RF-control circuits, wide-band, high gain, high-efficiency solid state power amplifiers, and finally integrated tuneable microwave filters for radar receiver front-ends.

Various MMIC solutions for amplitude and phase control are shown. The design, manufacturing, performance and application of linear vector modulators, variable gain amplifiers, phase shifters and fully integrated multi-functions chips are presented. Prototypes manufactured in state-of-the-art GaAs MMIC process are presented.

High-power amplifiers are described that comply with future active phased-array operations. As typical examples the development of MESFET and HEMT power amplifier at X-band are described with more than 10 Watt output power. These amplifiers are intended as alternatives to replace the cascade chain of the traditional driver and high-power amplifier in TR-modules.

Tuneable band stop filters and band pass filters are described which focus at a reduction of EMI effects in wide band transmit-receive modules. A significant improvement in out-of-band power compression in wide-band front-ends can be achieved by implementing a tuneable narrow-band filter. However, these filters may not degrade the radar performance and hence a filter is required with a low noise figure, low cost, small size, good power-pushing behaviour and which is easy controllable. MMIC tuneable filters at X-band which comply with these requirements and manufactured in MESFET and in HEMT processes are presented.

---

1 Introduction

Advanced future radars will be based on active array antennas. A typical near future TR module configuration is shown in Figure 1. The MMIC part count will be minimised; the RF functions will be as much as possible integrated. The phase control function (or true-time delay control function) the amplitude control function and the necessary routing switches will be integrated into one multifunction RF-control MMIC. One solid state power amplifier MMIC will be used to replace the current cascade of driver amplifier (DrA) and high-power amplifier (HPA).

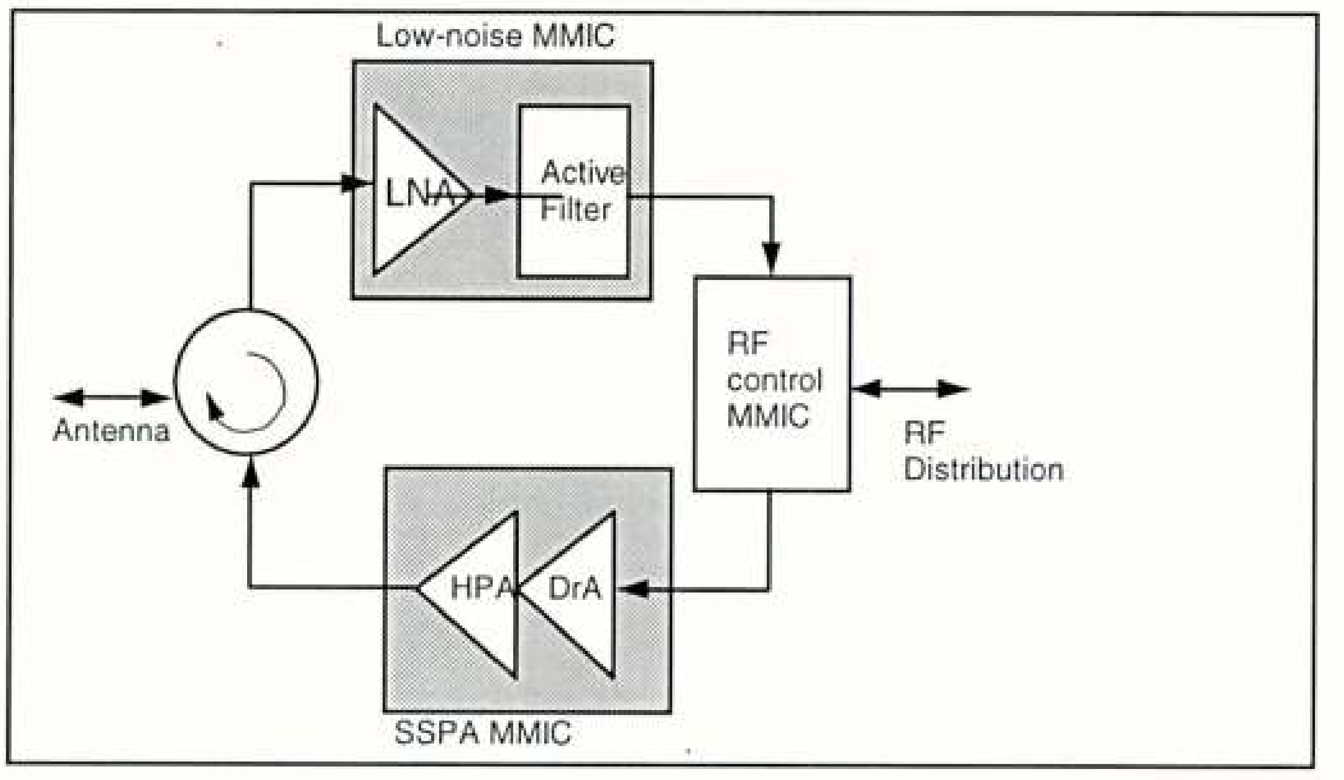


Figure 1: Typical basic architecture of future TR modules.

A large number of future phased-array applications will require a broadband behaviour, up to 30% bandwidth. TR modules operating in a CW as well as in pulsed mode will be used. Such modules require wideband high-power high-efficiency amplifiers, highly integrated RF control MMICs and low-noise front-end MMICs with integrated tuneable band pass filters to maintain dynamic range under severe EMI conditions. Examples of these types of MMICs developed at TNO-FEL are provided in the following sections.

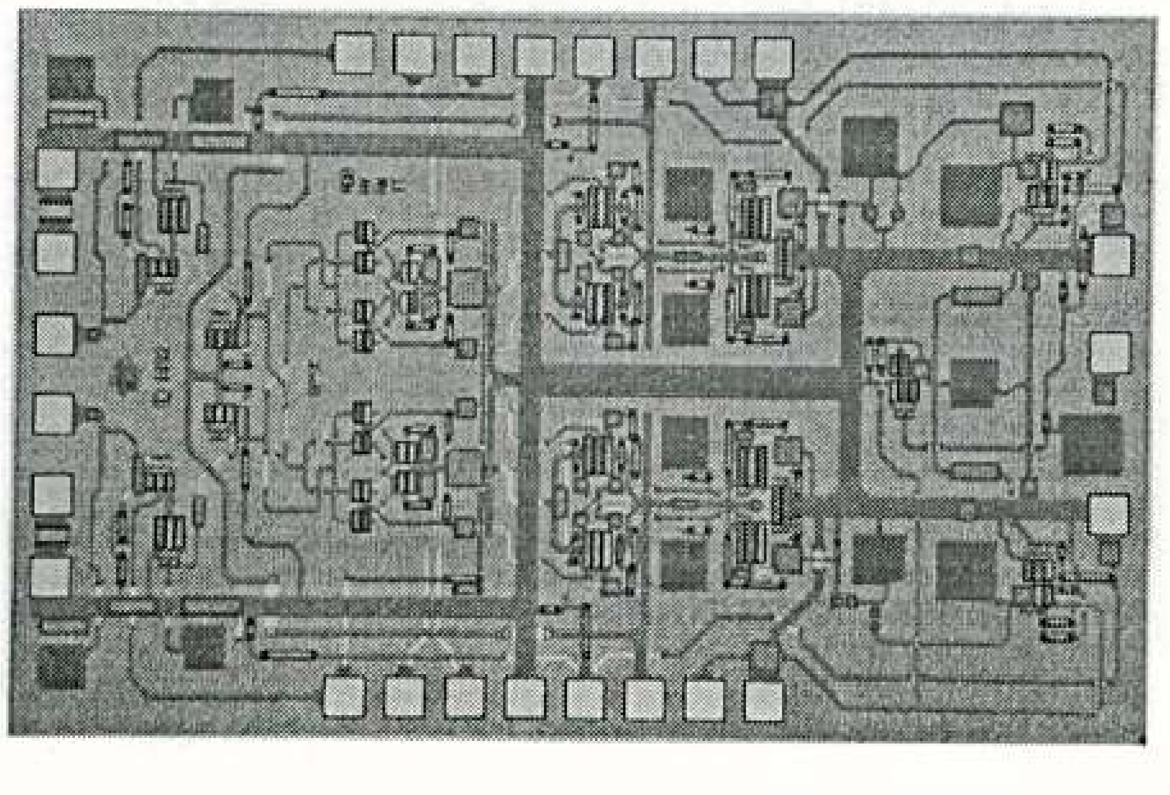
2 Multifunction RF Control MMICs

3 Different typical examples of multifunction RF control GaAs MMICs are shown.

A first example is shown in Figure 2. This is a vector modulator that is developed for the transmit/receive modules of a full polarimetric C-band air-borne phased-array synthetic aperture radar (SAR) called PHARUS [1]. The PHARUS design (acronym for PHased ARray Universal Sar) uses a dual polarised microstrip antenna with low cross-polarisation and has the possibility for accurate internal calibration.

This air-borne SAR will be used to image the earth's surface. Each of the 48 transmit/receive modules of the SAR is using two vector modulators. The vector modulators control the beam-forming of the radar, one for each polarisation. The band-width of the SAR is 40 MHz which is fully covered by the vector modulator. The SAR-system is upgradable to a bandwidth of 100 MHz.

The vector modulator is designed as a Monolithic Microwave Integrated Circuit on GaAs. The circuits includes an active quadrature power splitter that consists of a 2-stage amplifier with flat gain and relative low-noise figure, a quadrature phase relation that is obtained by lumped element high-pass and low-pass filters, and a biphase amplifiers consisting of differential amplifier and a push-pull amplifier.



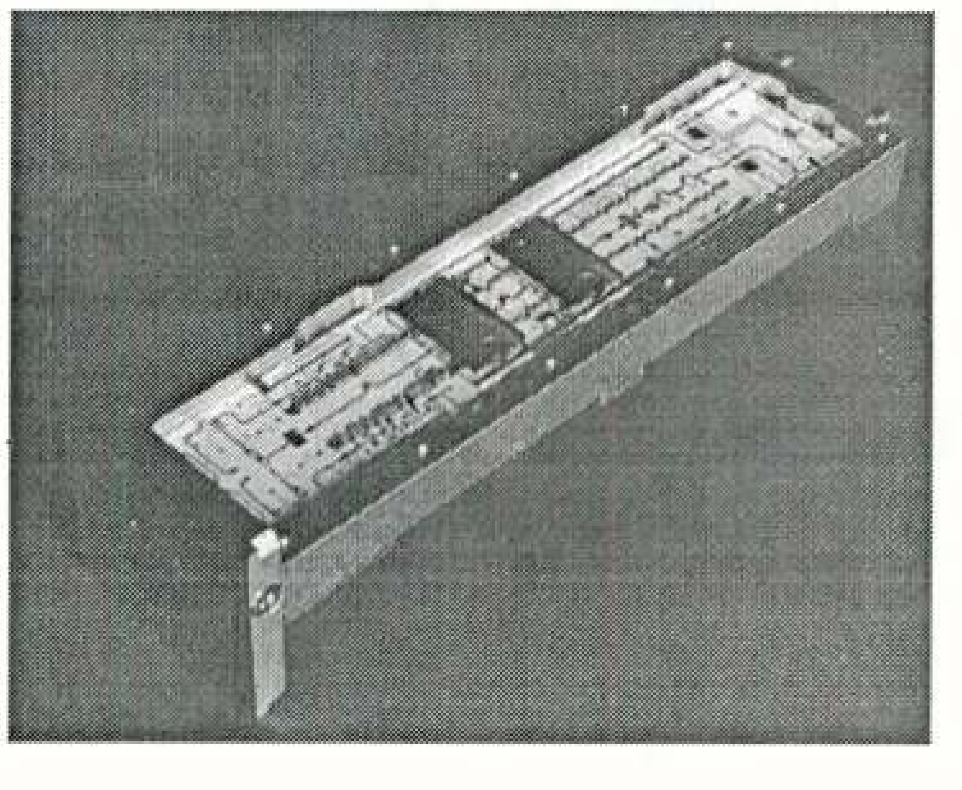


Figure 2: Chip photograph of PHARUS vector modulator (left) and TR module (right)

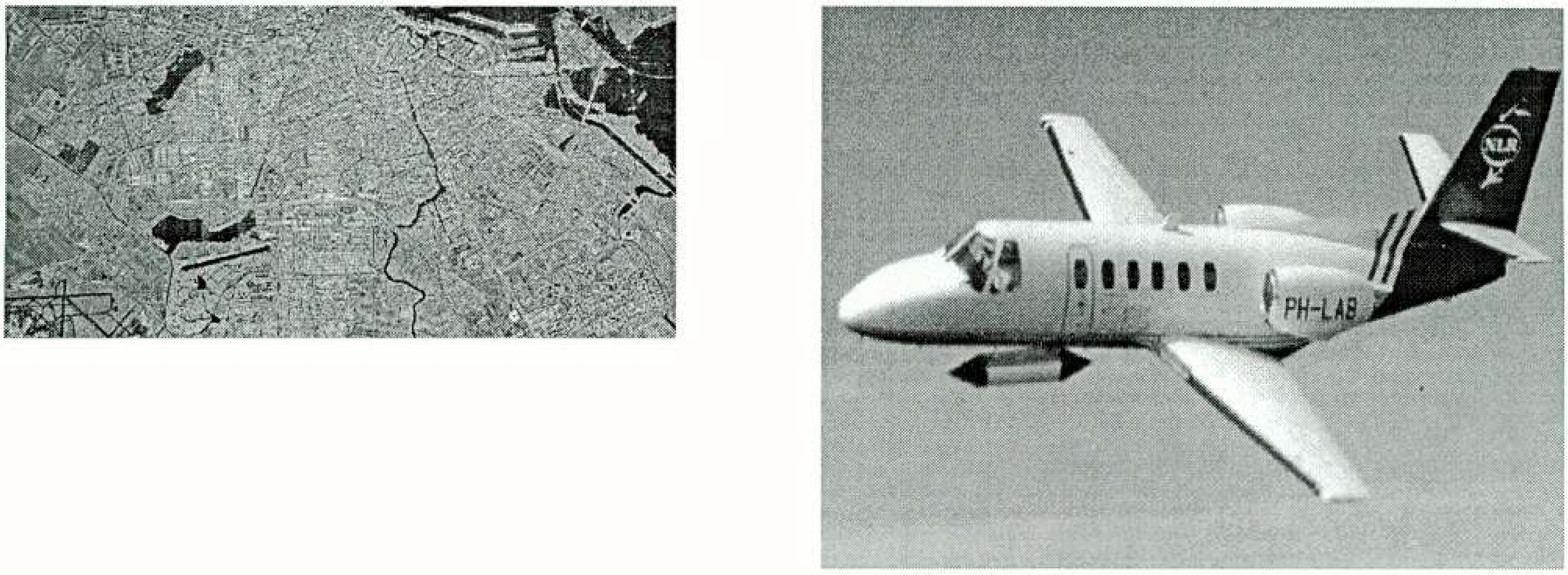


Figure 3: Radar image from Amsterdam (left), Pharus mounted under a Cessna (right)

PHARUS (PHased ARray Universal Sar) is a full polarimetric C-band aircraft SAR (Synthetic Aperture Radar), that can be used to image the earth's surface. It is designed and built by the TNO Physics and Electronics Laboratory (TNO-FEL) in The Hague, the National Aerospace Laboratory (NLR) in Amsterdam and the Delft University of Technology (TU Delft) in Delft, under program management of the Netherlands Agency for Aerospace Programs (NIVR) in Delft. Figure 3 shows PHARUS mounted under an aeroplane and a typical radar image of the city of Amsterdam obtained with this radar.

Figure 4 shows a 2nd example of RF control MMIC. It is low power GaAs multi-function X-band MMIC for space-based synthetic aperture radar (SAR) application. It exhibits 7 bit phase and amplitude control. This is an alternative approach to the vector modulator principle. The multi-function chip (MFC) consists of switches (SW) for selection of the transmit or receive mode, a 7-bit phase shifter (PS), a 7-bit attenuator (Att) a low-noise amplifier (LNA) and 2 medium-power amplifiers (MPA). The MFC frequency range is 9 to 11 GHz for both transmit and receive. The phase setting of the MFC is from 0° to 360° with an accuracy better than ± 3°. The gain setting range is more than 20dB with an accuracy smaller than ± 0.21 dB. The input and output return losses are better than 14 dB for all ports. The gain for transmit and receive is 3 dB. The noise figure for the receive chain is better than 4.5 dB with a third order intercept point of 13.5 dBm. The P-1dB compression point of the transmit chain is better than 14 dBm. The bias supply voltages are +5 and -5 Volts. The total power consumption of the chip is about 0.3 Watt regardless of the transmit or receive mode. The size of the MFC is 4.2 x 4.2 mm^2.

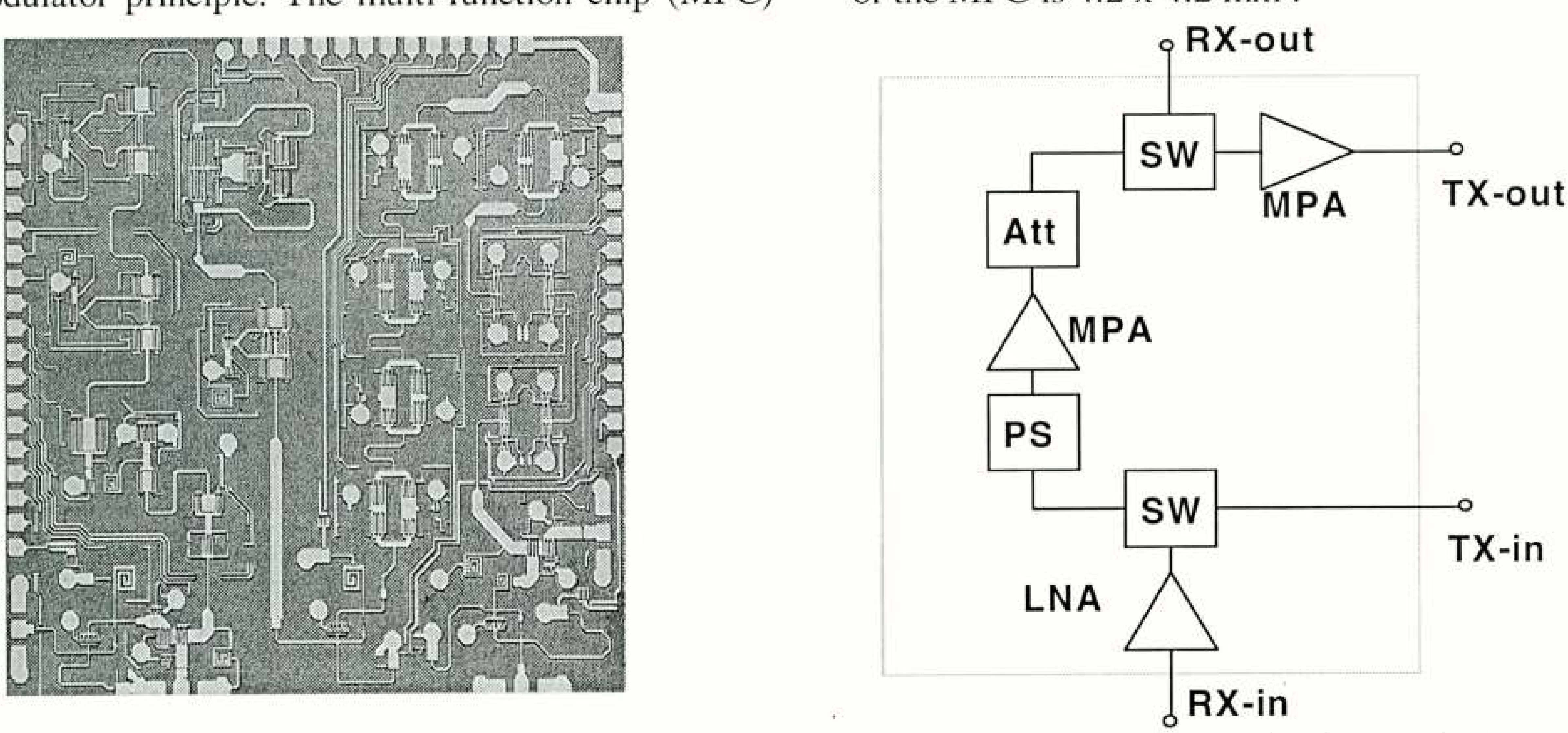
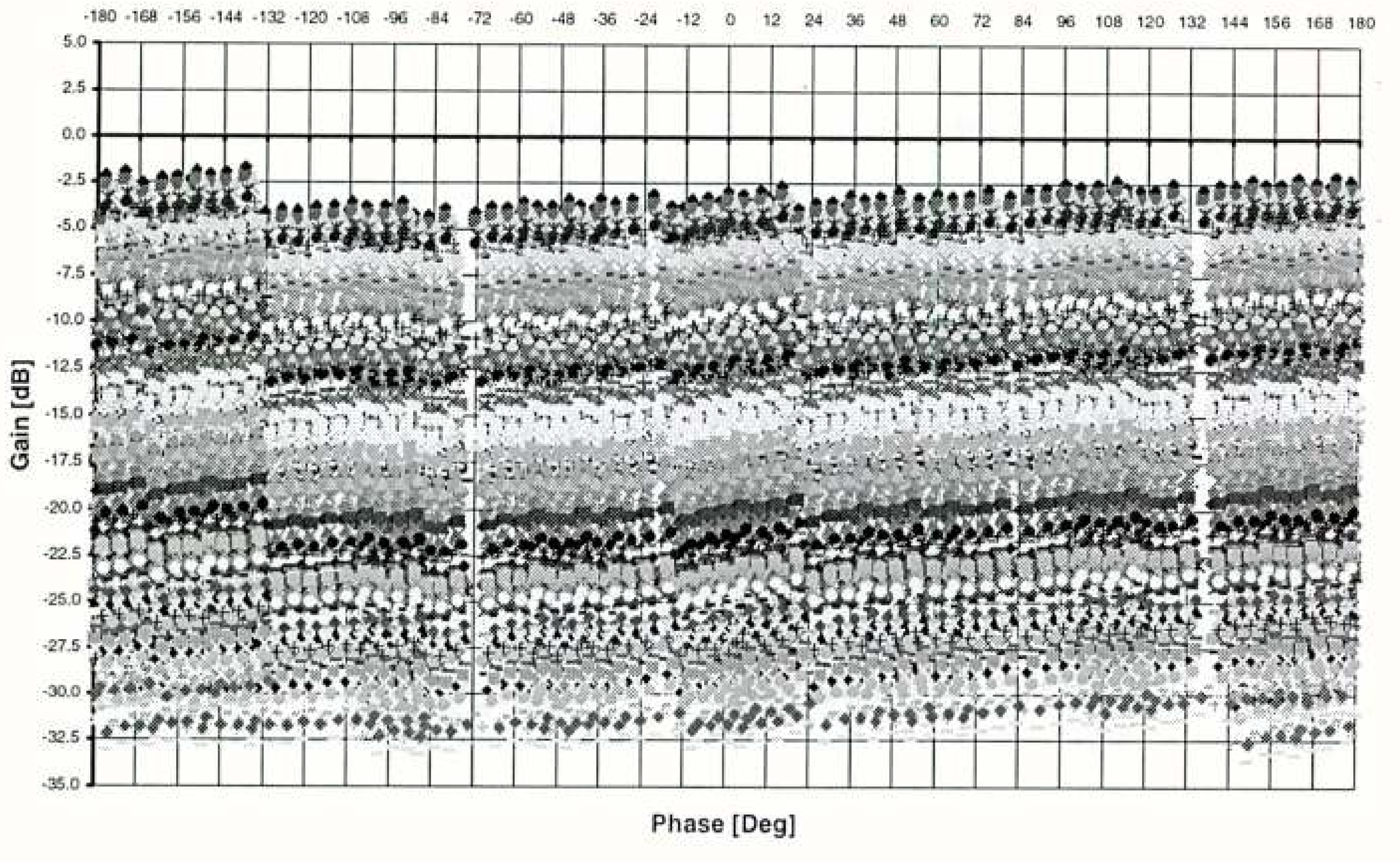


Figure 4: Chip photograph of a X-band multi-function MMIC with 7 bit phase and 7 bit amplitude control

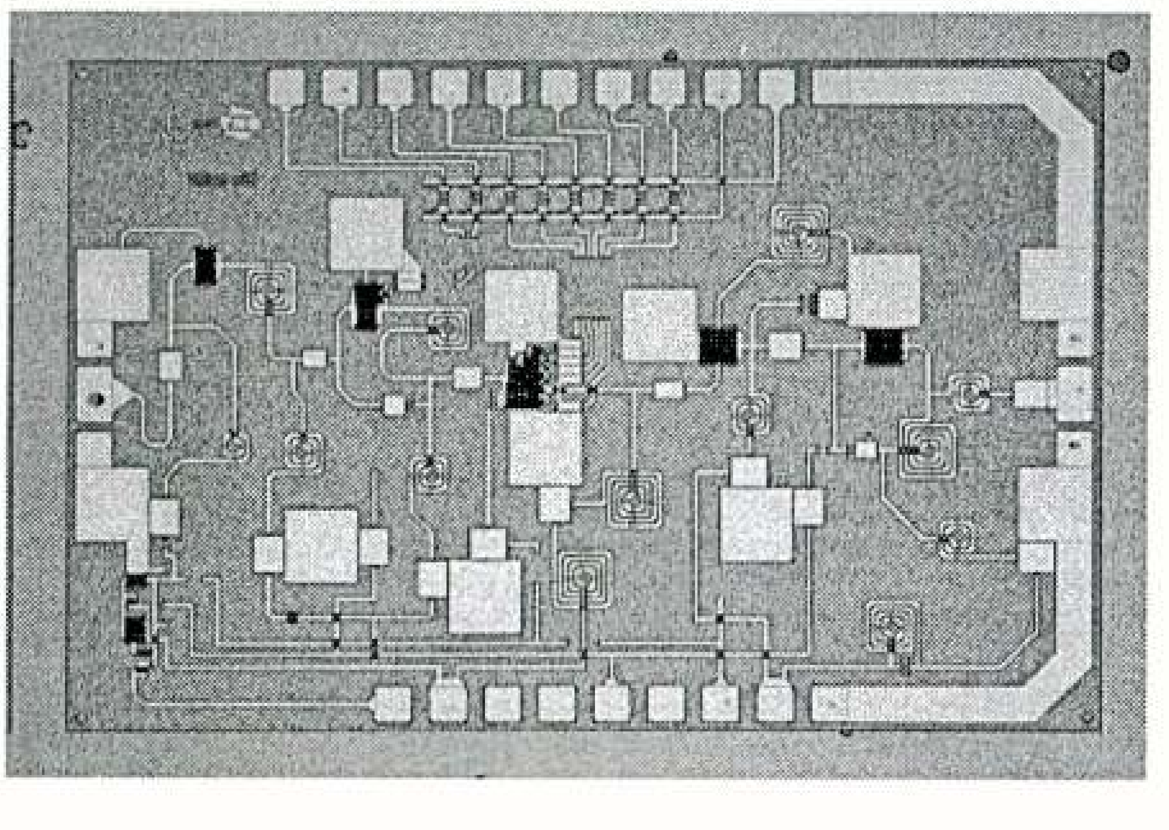


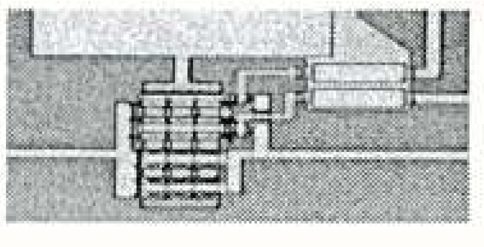
(left) and circuit topology (right).

Figure 5: Typical example of a gain-phase map of the multi-function MMIC at a fixed frequency .

The integration of functions combined with the low power consumption and the excellent specifications, are making this multi-function chip extremely suitable for future high performance space-based synthetic aperture and phased-array radars [2]. A typical performance chart is given in Figure 5. This figure shows all gain-phase states at a fixed frequency. Thus showing the large control range of this circuit.

The 3rd example of RF control circuits is shown in Figure 6. This is a gain control device with 8-bit digitally controlled variable gain amplifier (VGA) including low-noise amplifying stages and medium-power amplifying stages. The circuit is for use in a multi-function naval phased array radar system, [3]. The VGA design is built around a 6-bit segmented dual-gate FET. The dimensions of the dual-gate FETs in the segmented structure are optimised for a gain behaviour that is linear in magnitude with the bit-state. On-chip level shifters are used in order to reduce external control logic. The gates of all the RF-amplifying FETs are biased by an on-chip active circuits in order to decrease the temperature and process parameter sensitivity and to circumvent the use of external circuitry. Noise figure reduction of the chip is achieved by placing a two-stage low-noise amplifier in front of the 6-bit segmented dual-gate. The FET in the second stage is a 2-bit "coarse tune" structure that provides 4dB gain range for calibration and tracking of the T/R modules.





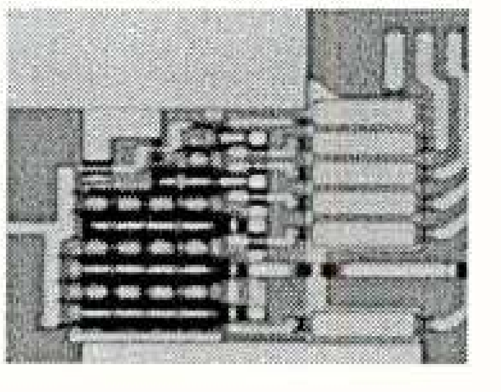


Figure 6: Chip photograph of 2 + 6 bit variable gain amplifier (VGA) with segmented dual-gate FETs as digital controllable gain device (left), and the magnified segmented dual-gate FETs (middle and right).

Varying output return losses due to state switching are isolated by a common-gate FET amplifier that is connected to the 6-bit dual-gate FET structure. An output amplifier increases the gain and output power of the total design.

Measured results show a gain range of more than 25 dB with an additional 20% coarse tuning range, a nominal gain higher than 20 dB, low input and output return losses, a noise figure better than 4 dB and a moderate output power compression point over a 30% bandwidth. The phase variation over the entire gain range is small.

3 High power amplifiers

The near-future targets for high-power amplifiers for application in wideband X-band TR modules are: more than 30% bandwidth at X-band, more than 10 Watt pulsed and CW output power, more than 30 dB large signal gain, best obtainable power added efficiency (PAE > 30%), manufacturing in a reliable, mature and cost-effective technology.

Figure 7 shows a 10 Watt high-power amplifier (HPA) manufactured in a MESFET process. The HPA described in this paper is developed within the scope of the WEAG/TA1/CTP8.1 programme. This programme was carried out by a consortium consisting of Siemens HL (now Infineon), Dassault Electronique (now Thomson-Detexis), Fraunhofer-IAF and TNO-FEL. The goal of the 10 Watt amplifier described below was to demonstrate the feasibility of wideband (>30% bandwidth) high-power amplifiers at X-band with the best obtainable power added-efficiency (PAE) in a pulsed mode of operation and in a CW mode of operation and manufactured in a reliable, cost-effective and mature technology.
The 10 Watt HPA is manufactured in the Siemens DIOM20HP process. This process consists of 0.5 μm MESFETs, a self-aligned gate technology, localised ion implantation, MIM capacitors, via holes and air bridges. This technology assures a very good reproducibility, high reliability and low manufacturing costs.

The 10 W MESFET HPA goals are more then 40 dBm output power, more then 15 dB gain in compression, more then 25% PAE and more then 30% bandwidth.

The size equals 26 mm^2.

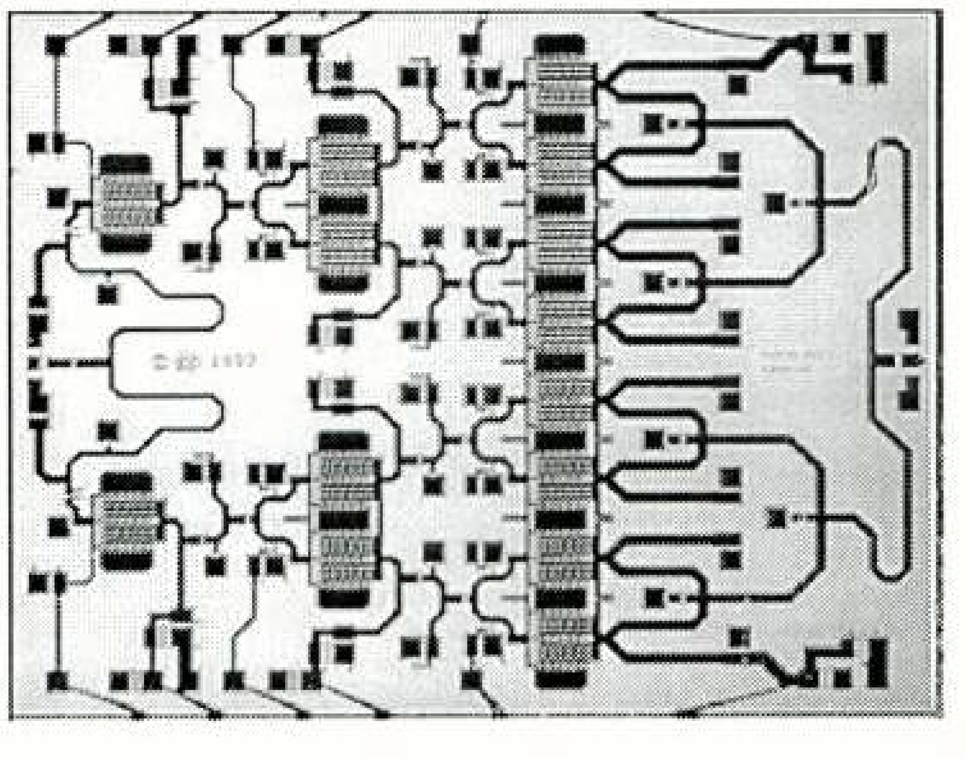


Figure 7: 10 W MESFET HPA

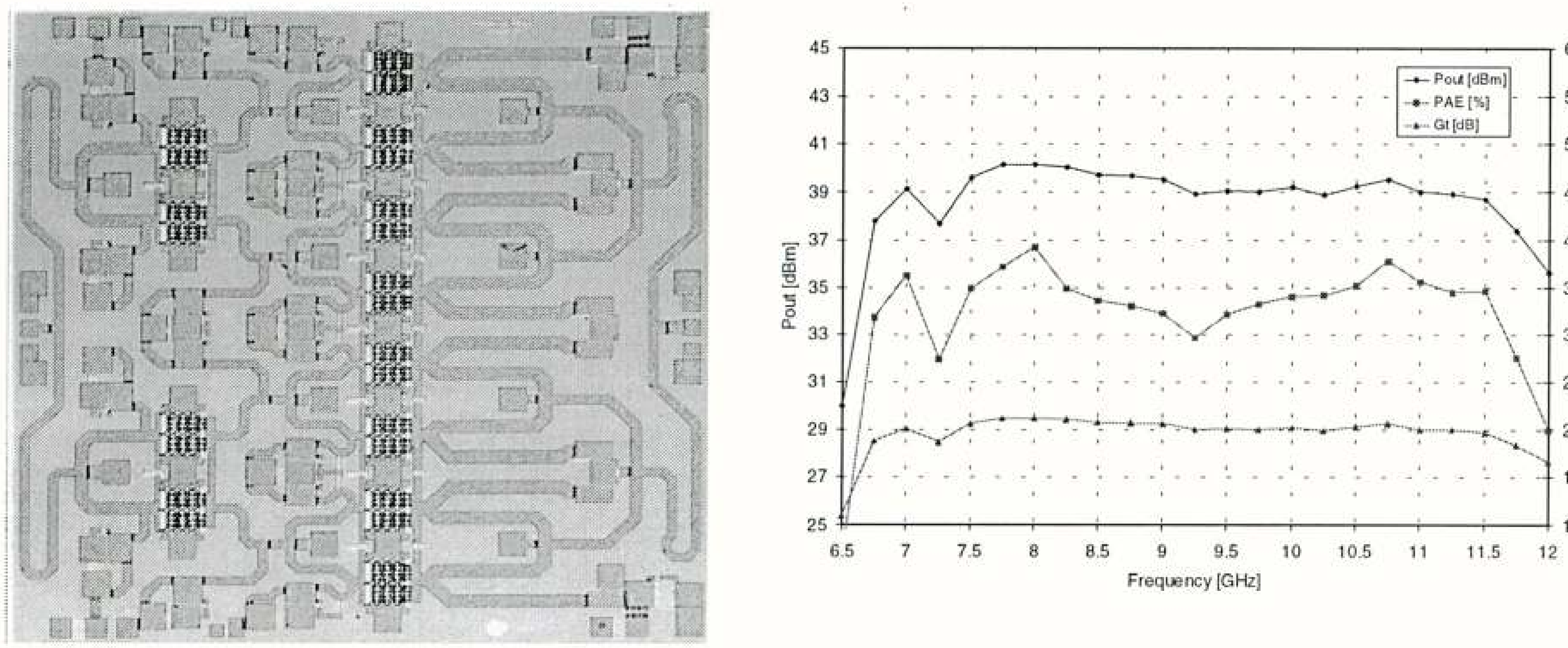


Figure 8: Chip photograph of a Power HEMT SSPA (left), and typical performance (right)

Such amplifiers manufactured in a MESFET exhibit typically a relative low gain. As a result, the MESFET technology is less suitable for high-gain power amplifiers at a small chip surface.

Figure 8 shows a high-power amplifier is PHEMT technology. This technology enables amplifiers with a very large gain in compression, typical more than 30 dB. Hence, 3-stage amplifiers manufactured in such processes enable the replacement of the current cascade of a driver amplifier and a MESFET amplifier. The amplifier shown in this figure is a 2-stage amplifier with more 20 dB large-signal gain. The large-signal gain improvement compared to the above 3-stage MESFET amplifier is significant.

While the chip area is much smaller: 26 mm^2 versus 16 mm^2. This amplifier is manufactured at Fraunhofer IAF, Freiburg, Germany. It exhibits more than 39 dBm output power in a very large frequency band with more than 30% PAE.

4 Integrated Tuneable filters

Wideband receive modules are very sensitive to electro-magnetic interference. Large out-of-band signals which can be man-made jammers or interference of other radar and communication equipment can saturate the receiver and hence cause a significant reduction in the dynamic range of the TR modules.

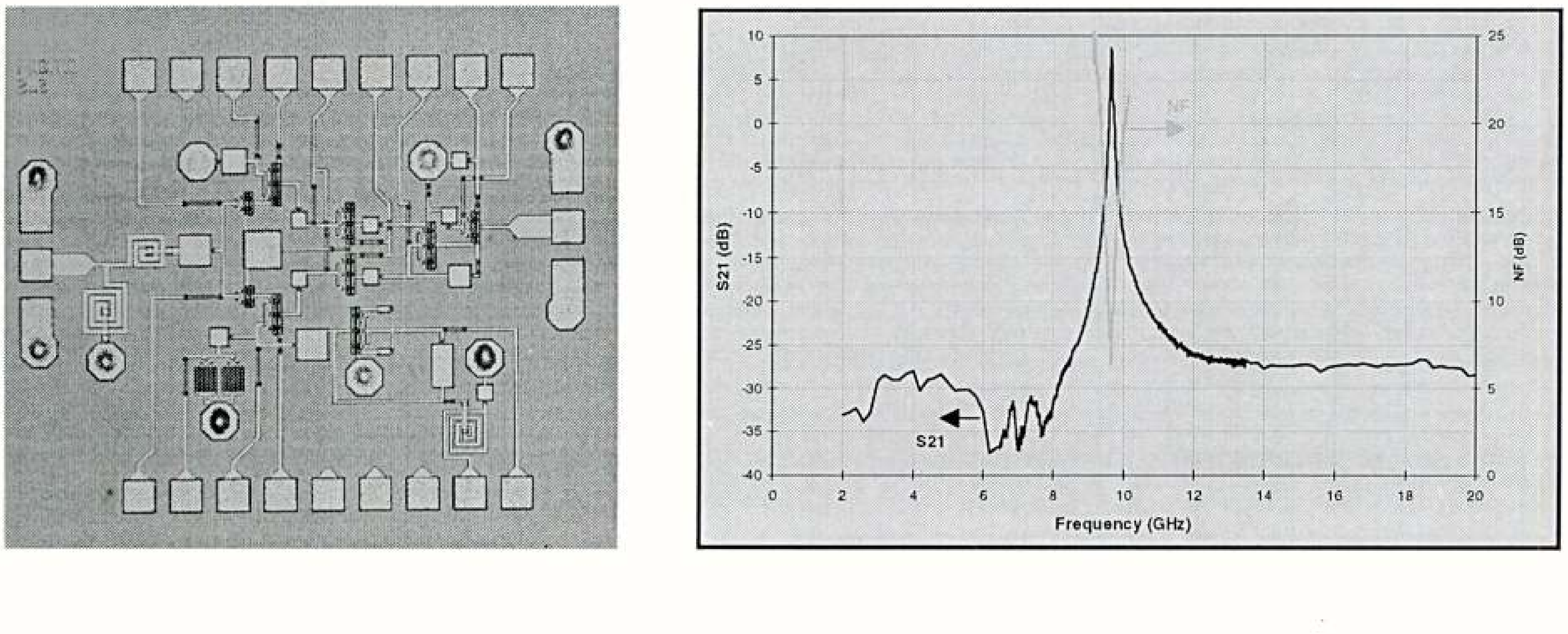


Figure 9: Chip photograph of a tuneable band pass filter and its gain and noise performance (right)

A drastic improvement in the dynamic range by implementing a narrow-band tuneable band pass filter in the receive front end is anticipated. The bandwidth of such a filter should be in the order of magnitude of the instantaneous bandwidth of the radar signal and the tune range should cover the operating frequency bandwidth.

It is required that such filters must be implemented as close as possible to the antenna elements to obtain the best possible improvement in dynamic range. Thus the filter should be low cost and miniaturised, this implies a monolithic integration. In addition, the electrical performance of the TR module on receive may not be affected by this filter, in particular the system noise figure and the large-signal behaviour. A typical example is shown in figure 9. It is observed from this figure that a Q-factor of about 100 is feasible with an associated noise figure of 7 dB and a gain of 8 dB.

Monolithic integration of high-selective tuneable filters at X-band has not been addressed until now but is gaining more and more attention from system designers due to the fact that phased arrays are more and more wideband. Various options exist for tuneable-filter topologies that allow monolithic integration on GaAs. A trade-off study [4] indicated that a filter consisting of a varactor diode and an active inductor as a resonant tank is the most promising one for application in TR modules. This topology combines all requirements: small size, acceptable noise figure, large tuning range, narrow pass band and a limited number of control lines.
The key component in this topology is an active inductor, Figure 10. An active inductor can be used to compensate for the losses in the resonant circuit. As a result a resonant tank is created with a high Q-factor and which gives also the opportunity to design filters with insertion gain as shown above. A novel approach of the active inductor principle allows a significant improvement of the high frequency behaviour.

Earlier reported examples of broad band active inductors cover a wide range of inductance values (0.5 - 50 nH) with Q-factors ranging from poor to outstanding (5-200). These active inductors perform up to roughly 30% of the transition frequency of the employed device (0.3 Ft). Increasing the high-frequency properties of active inductors requires a different approach. Instead of realising a broadband active inductor, we have focused on narrow band active inductors.

Finally, figure 11 shows a filter integrated with a low-noise amplifier to reduce the noise figure to the required value.

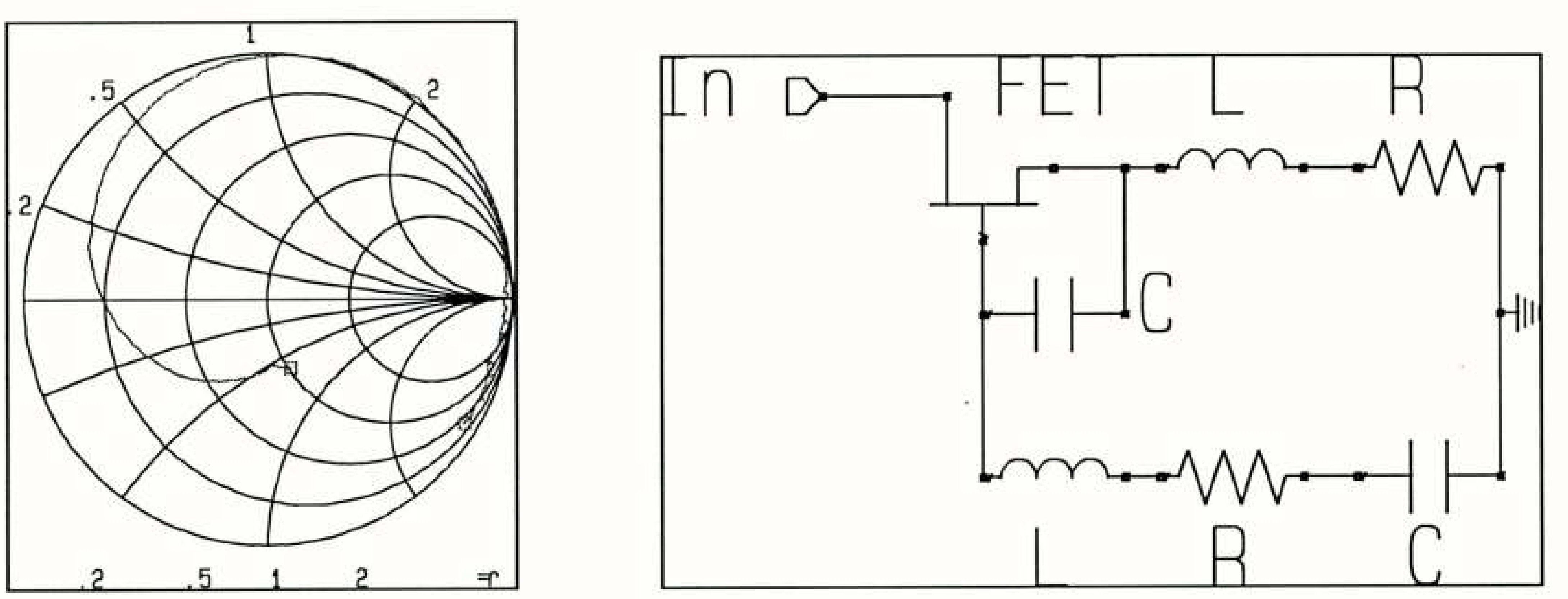


Figure 10: Circuit topology of an active inductor (right) and its performance given in a Smith Chart

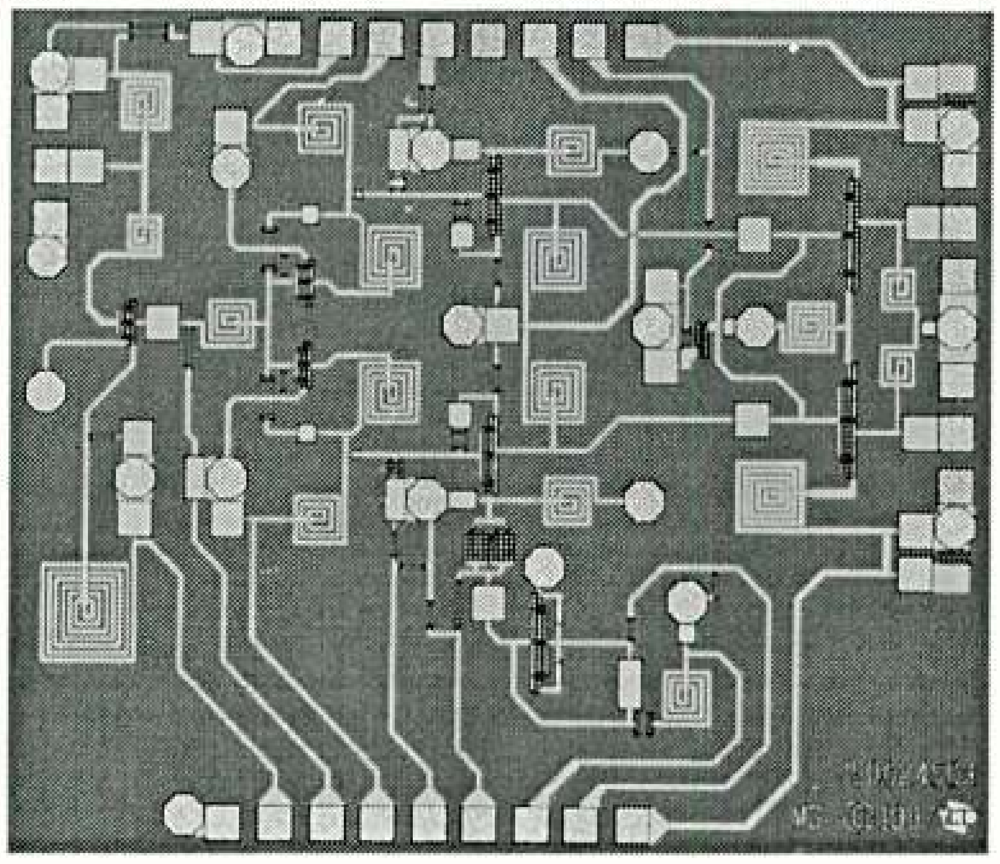


Figure 11: Tuneable filter with integrated low-noise front-end

5 Conclusions and Observations

From the examples shown above it is clear that a dual-chip microwave TR-modules is a viable option in the very near future.

High-power amplifiers with an output power in the range 10-15 Watt with 30-50% PAE and more than 30 dB gain in compression are reality. These amplifiers are manufactured in a GaAs MESFET or PHEMT technology.

Microwave high-power amplifiers manufactured in a GaAs HBT technology are not presented in this paper. They are certainly feasible up to 10 Watt output powers at 10 GHz, but only in dedicated applications.

Promising semi-conductor materials for extreme high-power amplifiers are Gallium-Nitride (GaN) and Silicon-Carbide (SiC). X-band power amplifiers up to 50 Watt seem to be possible with these technologies in the coming 5 years.

Multi-function MMICs with very high integration levels are feasible. These circuits will enable "RF-systems on-chip". The preferred technology at this moment is GaAs. However. In certain applications with less demanding noise, linearity and power requirements, Silicon (CMOS, bipolar) will be a major competitor for GaAs. Also at X-band frequencies.

GaAs still seems to be the most likely candidate to obtain low noise figures at microwave frequencies.

Low-noise amplifiers in Indium-Phosphide (InP) technologies have shown a significant better noise figure. However, InP has a number of disadvantages over GaAs (cost, maturity of technology, quality of material, no immediate volume application). As a result market introduction is delayed. The availability in the near future of InP grown on GaAs may become an alternative: it will combine both the advantages of GaAs and InP.

It should be noted that packaging, assembly and mounting aspects are not discussed in this paper. However, these aspects will be of major importance since the price of the MMICs drops to the level of the packaging costs.

Also micro-machining and microwave MEMS are not discussed in this paper. These technologies will contribute in the next 10 years to a significant price and size reduction of TR-modules.

References

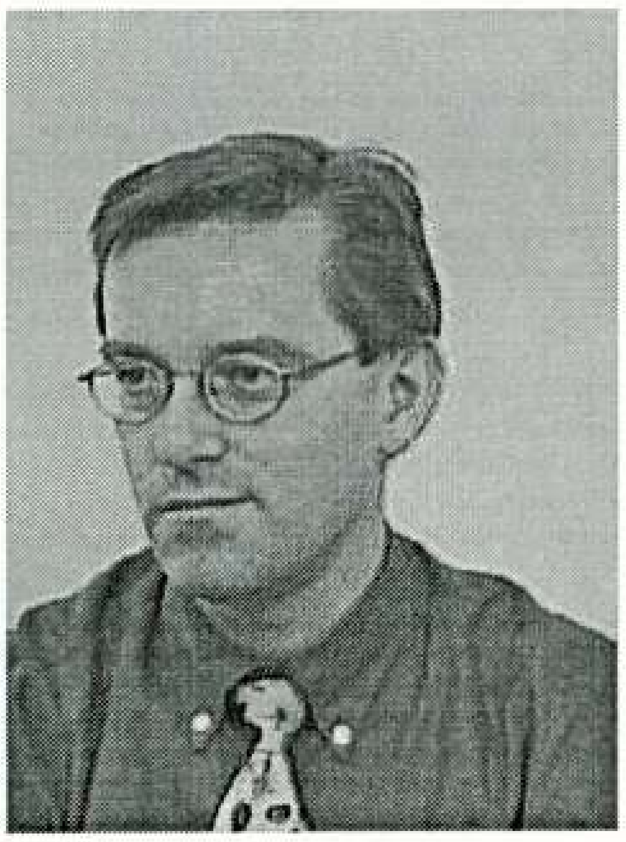
[1] T.C.B. Tieman, F.L.M. van den Bogaart, P.J. Koomen, "Single chip C-band linear MMIC vector modulator on GaAs developed for an airborne active phased-array synthetic aperture radar", GAAS94 Symposium Proceedings, April 28-30, 1994 pp237-239.

[2] A. de Boer, M.W. van der Graaf, A.P. de Hek, T.C.B. Tieman, "A GaAs Multi-function X-Band MMIC for space-based SAR application with 7 bit phase and amplitude control".

[3] J. Bennett, K. Lewinski, P. Shearing, B. Velsher,

J. van Houten, A. Tiesinga, "Quadpack X-Band T/R Module for Active Phased Array Radar", GAAS98, October 1998.

[4] F.E. van Vliet, F.L.M. van den Bogaart, T.C.B. Tieman, "Miniature Microwave Filters: Overview and Progress", 1995 Digest of Nomadic Microwave Technologies and Techniques for Mobile Communications and Detection, 16 November 1995.



Frank L.M. van den Bogaart graduated in electronic engineering from the technical University of Eindhoven, where he received the M.Sc. degree in 1980.

In 1982 he joined the TNO Physics and Electronics Laboratory (TNO-FEL) where his main activities focused on the development of microwave electronics for phased array radars. In particular the design and development of Monolithic Microwave Integrated Circuits (MMICs). During 1988 he was a visiting scientist at the Philips Research Laboratories (LEP) in Limeil-Brévannes, France. He published and presented more than 20 papers and holds a patent on integrated active isolators. His current interests include front-end technology (opto-electronic integrated circuits, MMIC's and antennas) and radar signatures.

DESIGN OF WIDE-BAND PHASED ARRAY ANTENNAS

M. C. van Beurden
M. E. J. Jeuken [1]
Eindhoven University of Technology
Department of Electrical Engineering, Electromagnetics Division,
P.O. Box 513, 5600 MB Eindhoven, The Netherlands

A. B. Smolders
Netherlands Foundation for Research in Astronomy
P.O. Box 2, 7990 AA Dwingeloo, The Netherlands

A numerical study of a phased array of folded dipoles shows that the E-plane scan performance can be improved by using metallic walls between the radiating elements. Compared to E-plane walls, known from the literature, metallic boxes increase the scan performance even more. However, due to the application of metallic boxes, a blind scan angle is likely to occur when a grating lobe enters the array. The latter was verified by measurements on a 1152-element prototype array.

1 Introduction

The phased array under consideration is built from printed antennas protruding from the ground plane. To attain a large bandwidth, the printed antennas are shaped as folded dipoles. Unfortunately, the E-plane scan performance, in which we are interested, is usually rather poor for such arrays.

Techniques for improvement of the E-plane scan performance by placing finite-height metallic walls parallel to the H-plane are discussed in the literature [1–3]. These walls are referred to as E-plane walls. This results in an improved E-plane scan, while the H-plane scan remains unchanged. Since in our application the H-plane is not of interest, it seems reasonable to attempt to improve the E-plane scan performance even further through the placement of metallic walls parallel to the E-plane and the combination of both metallic walls, i.e. metallic boxes. These configurations are analysed below.

2 Modeling

Large phased arrays, which typically contain a thousand or more radiating elements, can be analysed by means of the infinite array model. In this model, the array is extended toward infinity in both directions, which renders the formulation of periodic boundary conditions. Owing to these conditions, the analysis of the array can be restricted to a unit cell.

In Figure 1, we have sketched a part of a phased array with metallic boxes. Further, the dimensions of the unit cell are indicated by the characters a and b for the width and the length of the unit cell, d for the height of the metallic walls and x^b for the offset in the x-direction between the folded dipole and the metallic wall.

The unit cell, which contains a single protruding antenna, is analysed by making use of the equivalence principle, as discussed in [2, 4]. The equivalence plane is shown in Figure 2. In this way, the array is divided into two regions: the first region containing the ground-plane, the antenna and the metallic walls and the second region consisting of free space. The analysis

[1] dr. M. E. J. Jeuken was an associate professor of the Electromagnectics Division of the Department of Electrical Engineering, Eindhoven University of Technology. He deceased on November 21 1998.

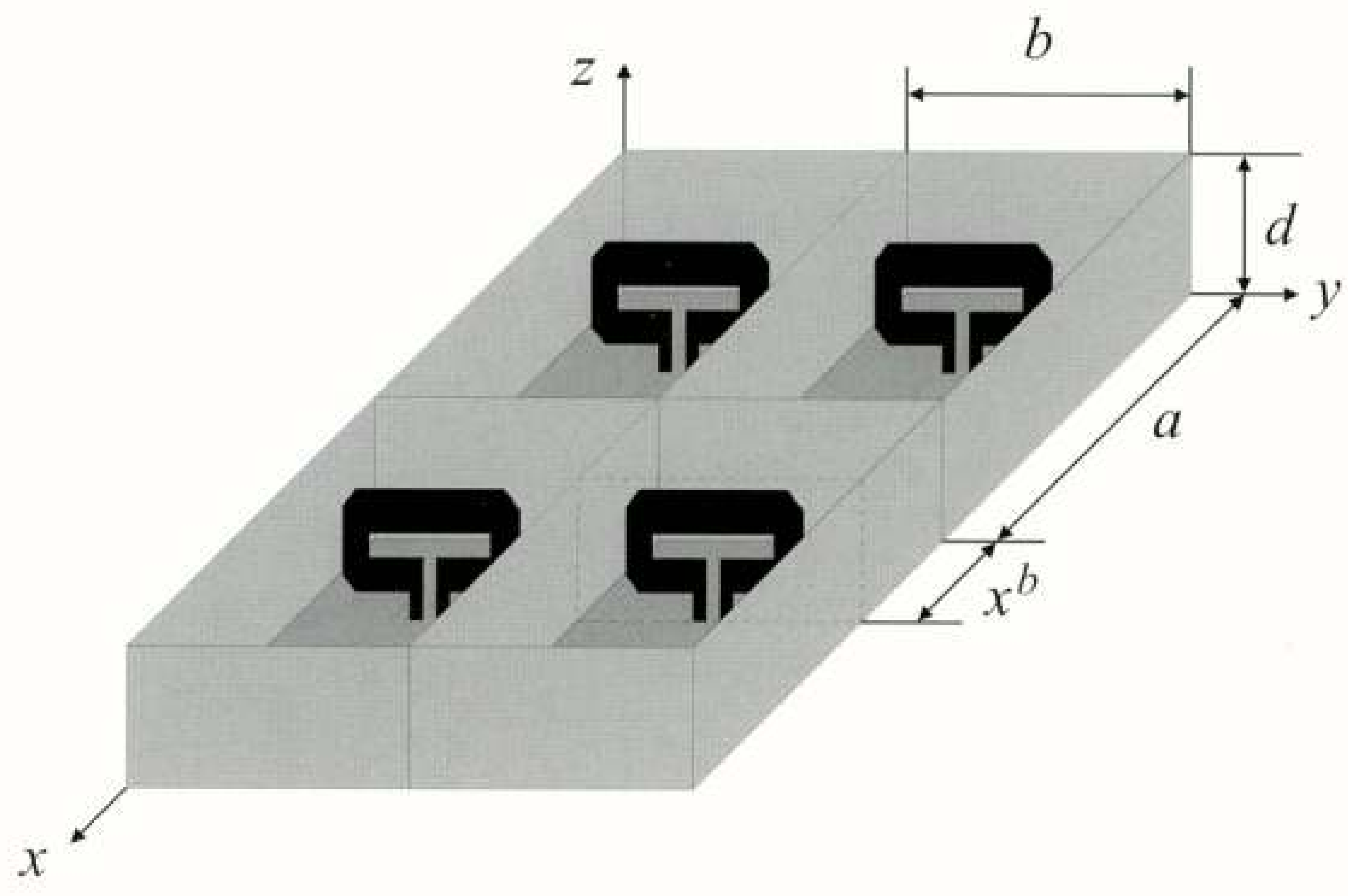


Figure 1: Geometry of the array of printed folded dipoles embedded in metallic boxes.

pertaining to the separate regions is easier than the analysis pertaining to the entire unit cell at once. The equivalence is imposed by defining magnetic sheet current densities on both sides of the equivalence plane and enforcing the continuity of the tangential electric and magnetic fields across the equivalence plane.

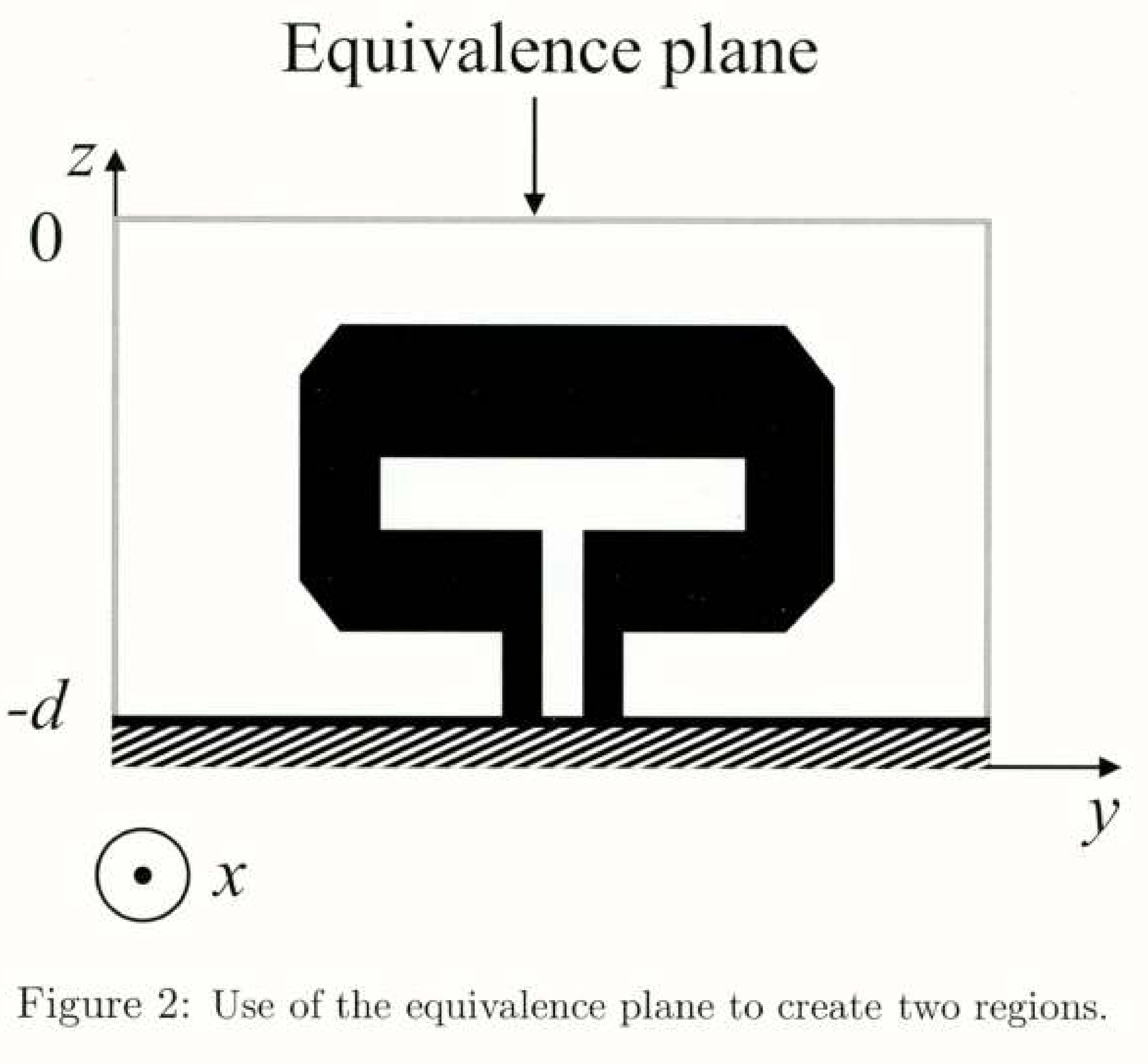


Figure 2: Use of the equivalence plane to create two regions.

The numerical analysis is based on a Green's function technique in combination with the method of moments. Owing to the application of the equivalence plane, all Green's functions can be evaluated in closed form. Furthermore, all integrals appearing in the method of moments are available in closed form. Owing to the Green's function technique, the mutual coupling effects are taken into account automatically.

It is assumed that the substrate, on which the antennas are printed, does not influence the electromagnetic behaviour of the phased array. This is allowed for very thin substrates or substrates with a relative permittivity and permeability close to unity. All metallic surfaces are modelled as perfect electric conductors. More details can be found in [5].

3 Array performance

For the array of folded dipoles the dipole dimensions are shown in Figure 3 in terms of λ_0, associated with the centre frequency f_0. The white horizontal line on the dipole surface indicates an infinitesimal separation of the subdomains in the z-direction, that prevents z-directed currents from crossing this line. The unit cell dimensions, as indicated in Figure 1 are $a = 0.715\lambda_0, b = 0.499\lambda_0, d = 0.390\lambda_0$ and $x^b = 0.564\lambda_0$. The scan is performed in the E-plane, which is parallel to the yz-plane. Furthermore, the parameter ϑ, which will be used in the following plots, indicates the angle between the z-axis and the main beam.

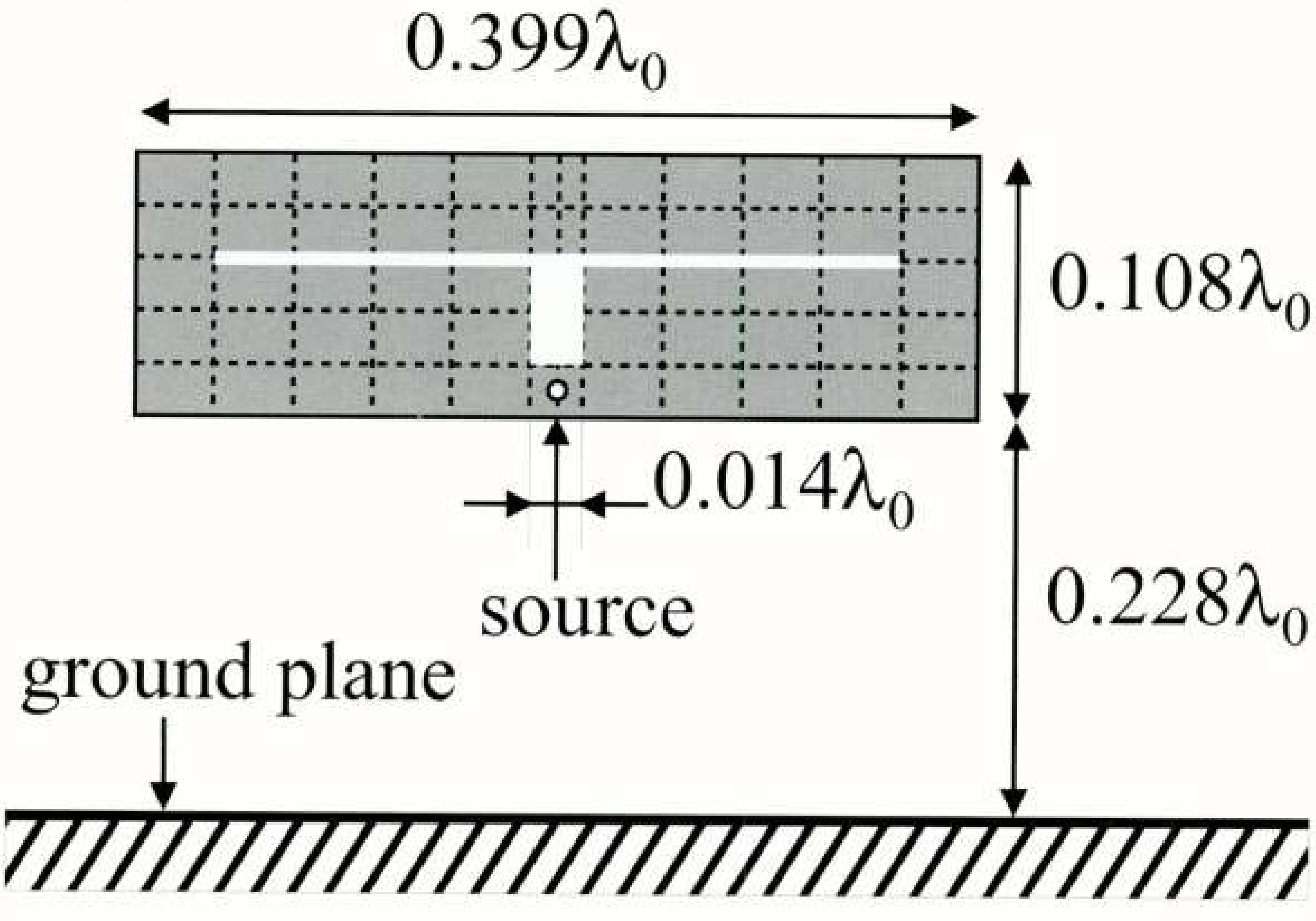


Figure 3: Folded dipole geometry.

Hulshof [6] has shown that an array of folded dipoles with the dimensions mentioned above, but without any of the metallic walls, has a poor E-plane scan performance at the frequency f_0. To indicate the improvements obtained with metallic walls, the results obtained in [6] are repeated in Figure 4. The poor scan performance is indicated by the rapid decrease of the real part of the active input impedance, $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$, for $\vartheta > 40°$, and the large amplitude of the imaginary part.

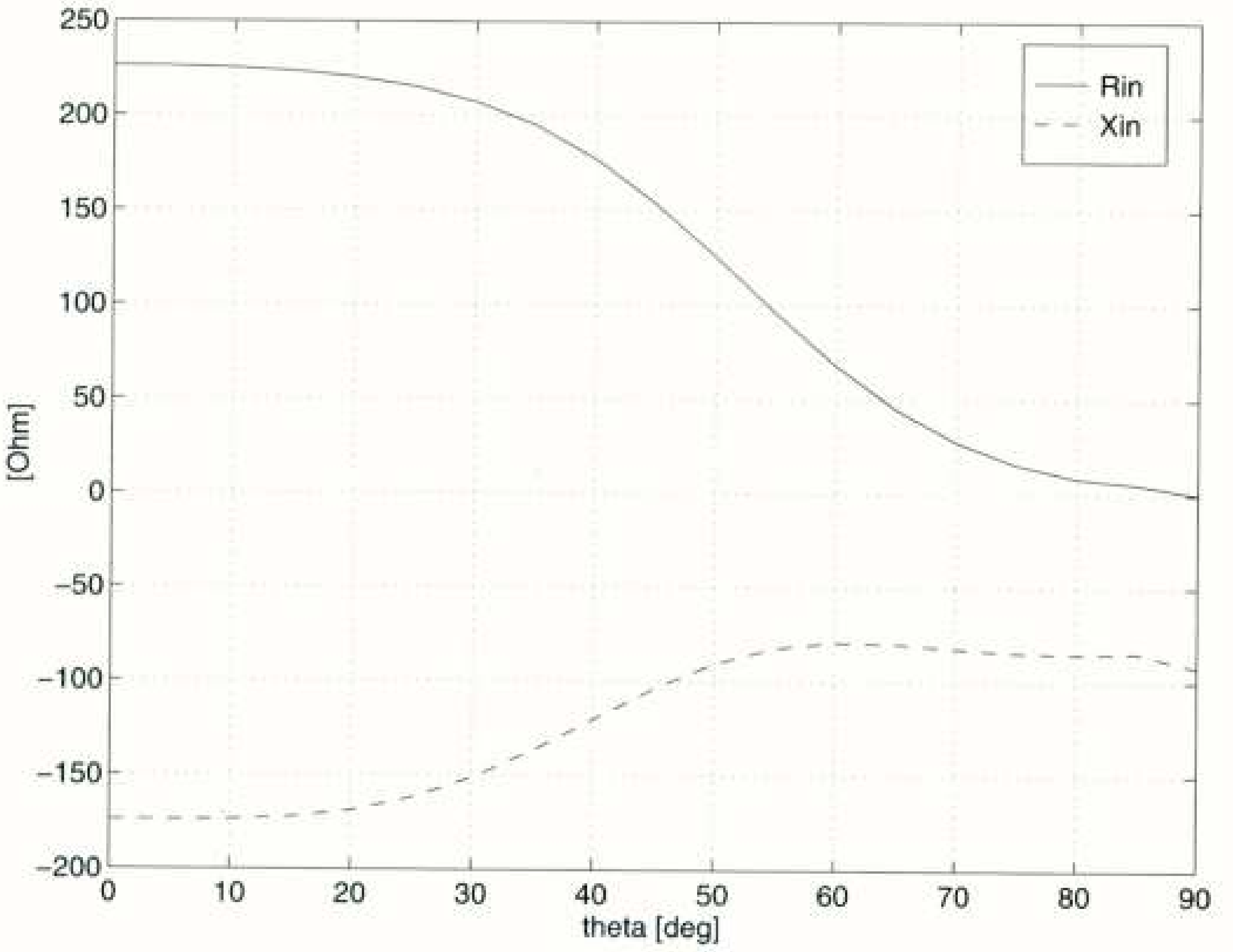


Figure 4: Input impedance of the folded dipole array without metallic walls.

In an attempt to improve the scan performance in the E-plane at the frequency f_0, the effects of

metallic walls were examined. In Figure 5, the results are presented for metallic walls parallel to the H-plane, which are known as E-plane walls. From Figure 5 an improved scan performance can be observed from the flatter behaviour of the real part of the active input impedance. However, the imaginary part is still large in amplitude.

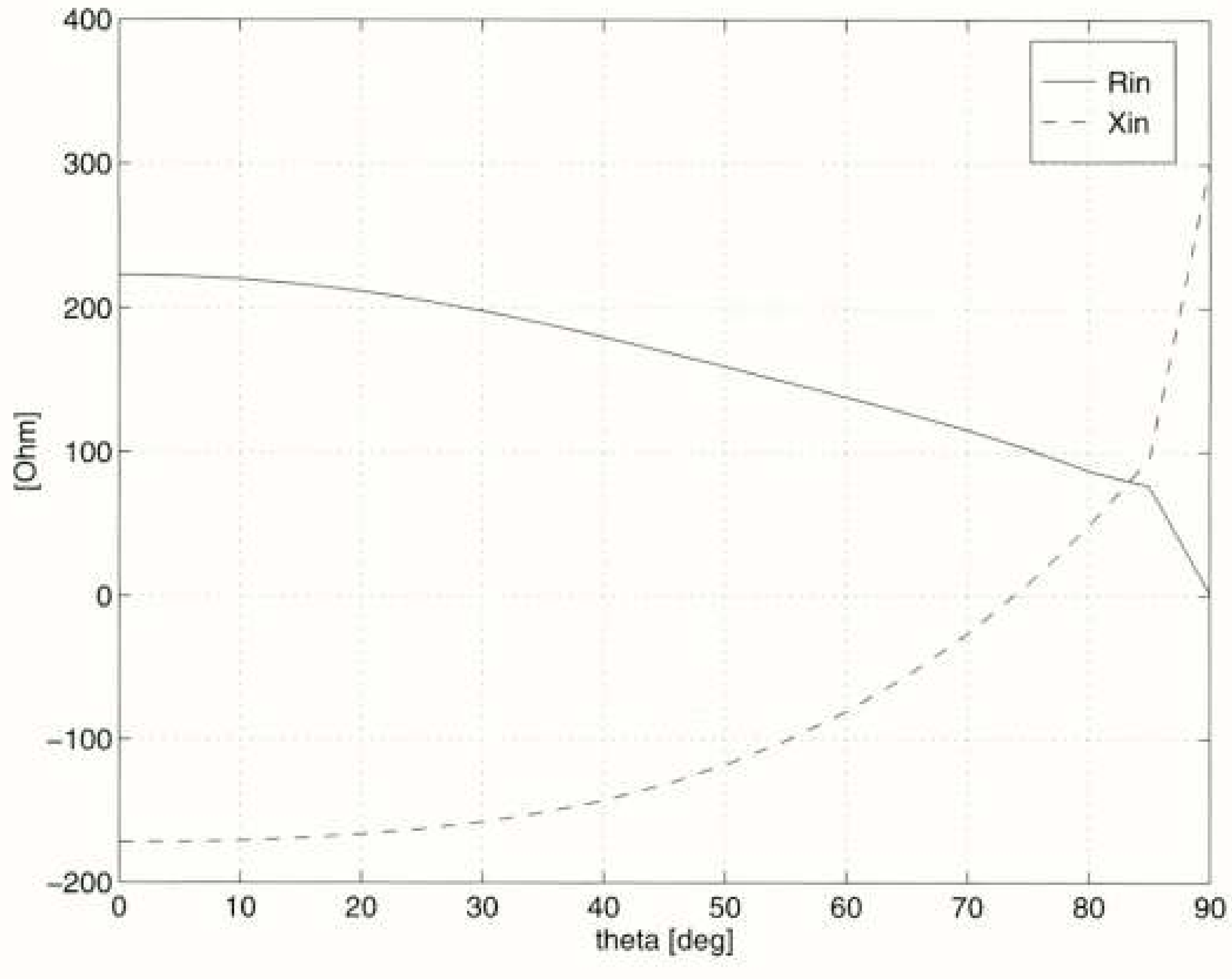


Figure 5: Input impedance of the folded dipole array with E-plane metallic walls.

A numerical analysis of a folded dipole array with metallic walls parallel to the E-plane shows that the scan performance is deteriorated, since the real part of the amplitude decreases rapidly for small ϑ. However, the imaginary part decreases in amplitude. This indicates that through the combination of metallic walls, i.e. the metallic boxes, the scan performance could be improved in comparison with E-plane walls, if the positive effects of both types of walls are combined, in the sense that the active input impedance should have a flat real part and a small (in amplitude) imaginary part.

The results for the array with metallic boxes at frequency f_0 is shown in figure 6. The results show that the metallic boxes indeed combine the positive effects of both types of metallic walls. Therefore, a good scan performance can be expected for this array at the frequency f_0.

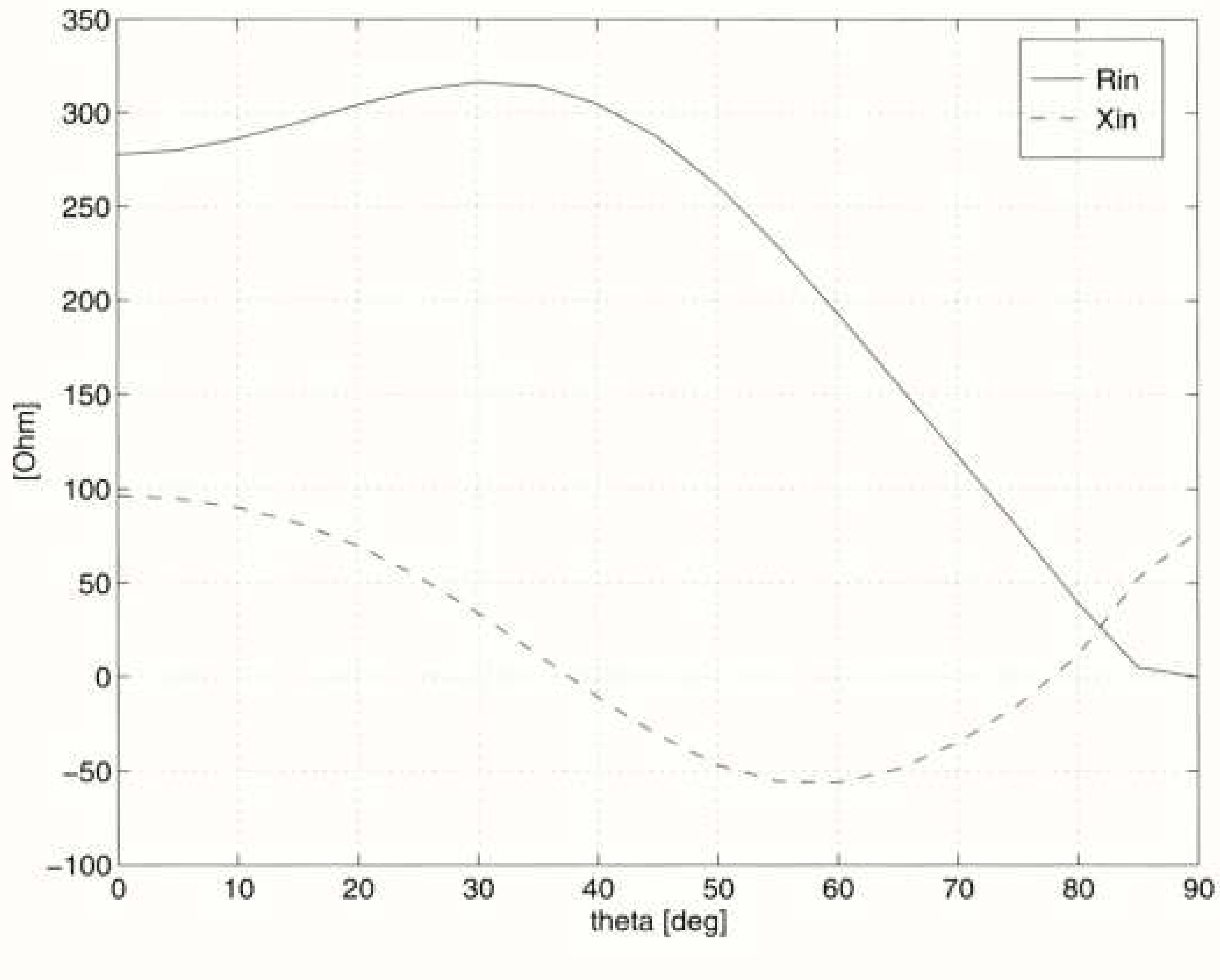


Figure 6: Input impedance of the folded dipole array with metallic boxes at the frequency f_0.

The metallic-boxes configuration was also analysed at the frequencies $f_1 = 0.92 f_0$ and $f_2 = 1.08 f_0$. At frequency f_1, the results are similar to the results for f_0 except for a smaller amplitude

of the imaginary part of Z_{in}. Therefore, the array is expected to have a good scan performance at f_1 as well. However, at frequency f_2 the situation is completely different.

In Figure 7, the input impedance of the array is presented at frequency $f_2 = 1.08 f_0$. Now, the scan performance is poor: the resistance becomes very low for $\vartheta > 40°$ and the reactance has a singularity-like behaviour for $\vartheta = 59°$. This is due to the fact that a grating lobe enters the array when the main lobe is at $\vartheta = 59.5°$.

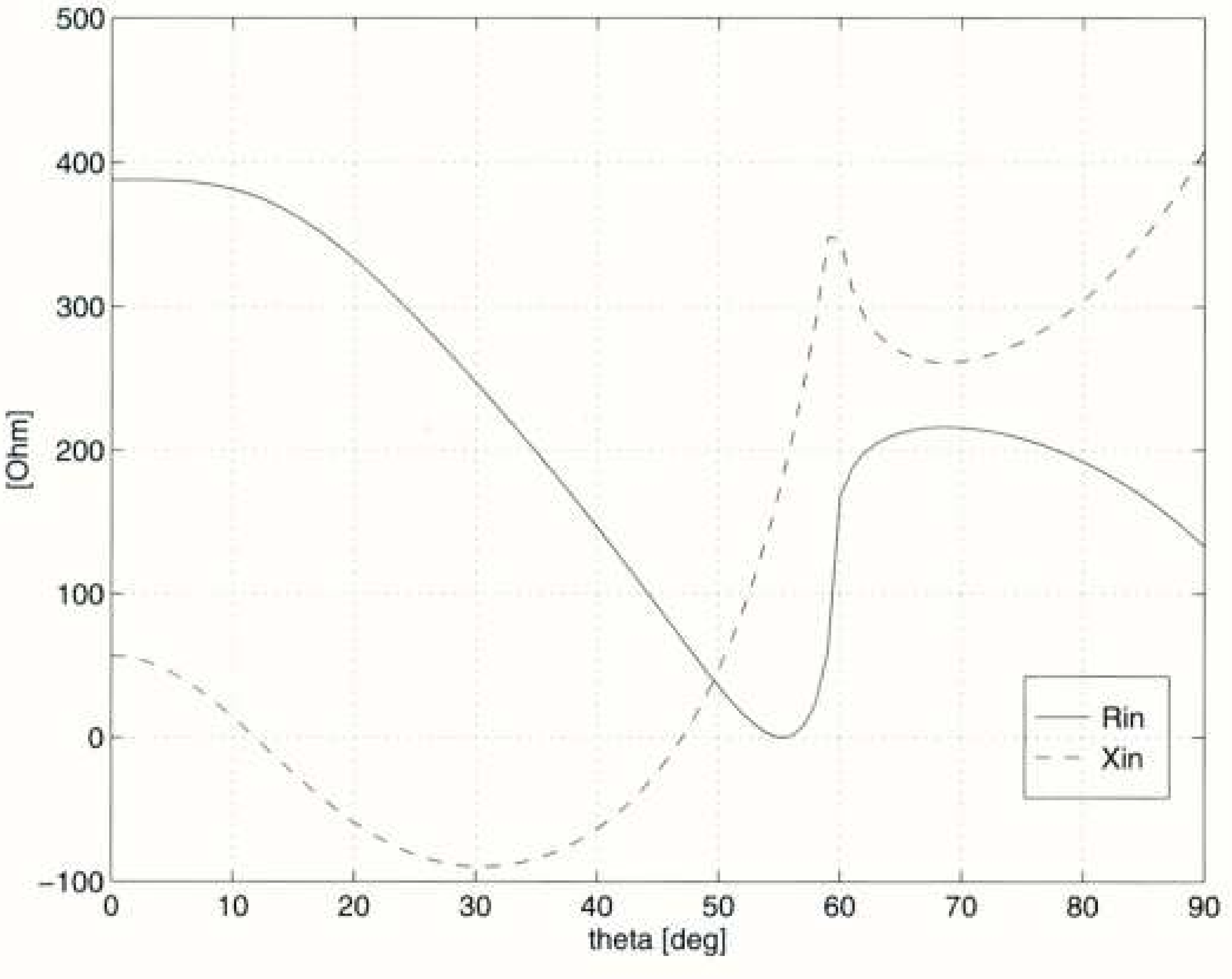


Figure 7: Input impedance of the folded dipole array with metallic boxes at the frequency f_2.

Figure 7 was tranformed into a normalised element pattern [7] to compare the numerical results to measured data of a 1152-element prototype array. The result is presented in Figure 8, where the measured data are indicated by hollow bullets and the numerical results are indicated by a solid line. From this figure, we infer that the numerical results and measured data agree well.

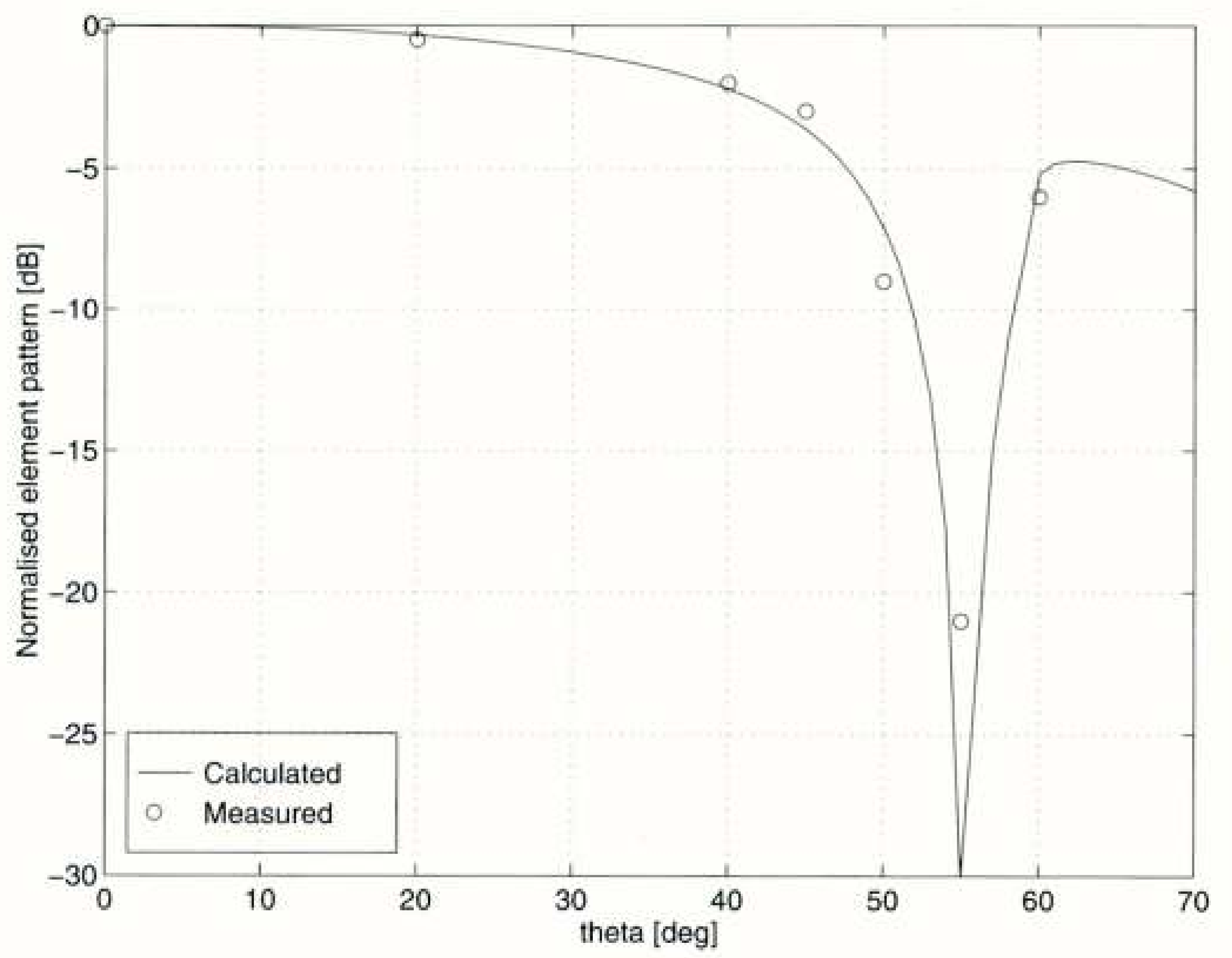


Figure 8: Normalised element pattern at f_2 for the metallic boxes configuration.

4 Conclusions

Based on the numerical results, it is concluded that the metallic boxes have an even more positive effect on the E-plane scan performance than the E-plane walls. Also, the proposed array design can be used over a 16% bandwidth in a wide E-plane scan without the need for additional

matching circuits. However, blind scan angles are likely to occur when grating lobes enter the array at end-fire. The latter was verified with experimental data from a 1152-element prototype array.

Acknowledgement

The authors would like to thank Hollandse Signaalapparaten B.V. in Hengelo and its employees for the co-operation during the research period.

References

[1] S. Edelberg and A. A. Oliner, "Mutual coupling effects in large antenna arrays II: compensation effects," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 8, pp. 360-367, July 1960.

[2] J-P. R. Bayard, D. H. Schaubert and M. E. Cooley, "*E*-plane scan performance of infinite arrays of dipoles printed on protruding dielectric substrates: coplanar feed line and *E*-plane metallic wall effects," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 41, pp. 837-841, June 1993.

[3] J. J. Lee, "Effects of metal fences on the scan performance of an infinite dipole array," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, pp. 683-692, May 1990.

[4] J-P. R. Bayard, M. E. Cooley and D. H. Schaubert, "Analysis of infinite arrays of printed dipoles on dielectric sheets perpendicular to a ground plane," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 1722-1732, Dec. 1991.

[5] M. C. van Beurden, "Analysis of infinite phased arrays of printed antennas," Eindhoven: Eindhoven University of Technology, Department of Electrical Engineering, Electromagnetics Division, 1997, no. EM-4-97, M.Sc. Thesis.

[6] S. Hulshof, "Analysis of infinite arrays of Vivaldi-like antennas," Eindhoven: Eindhoven University of Technology, Department of Electrical Engineering, Electromagnetics Division, 1996, no. EM-13-96, M.Sc. Thesis.

[7] D. M. Pozar, "The active element pattern," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, pp.1176-1178, Aug. 1994.

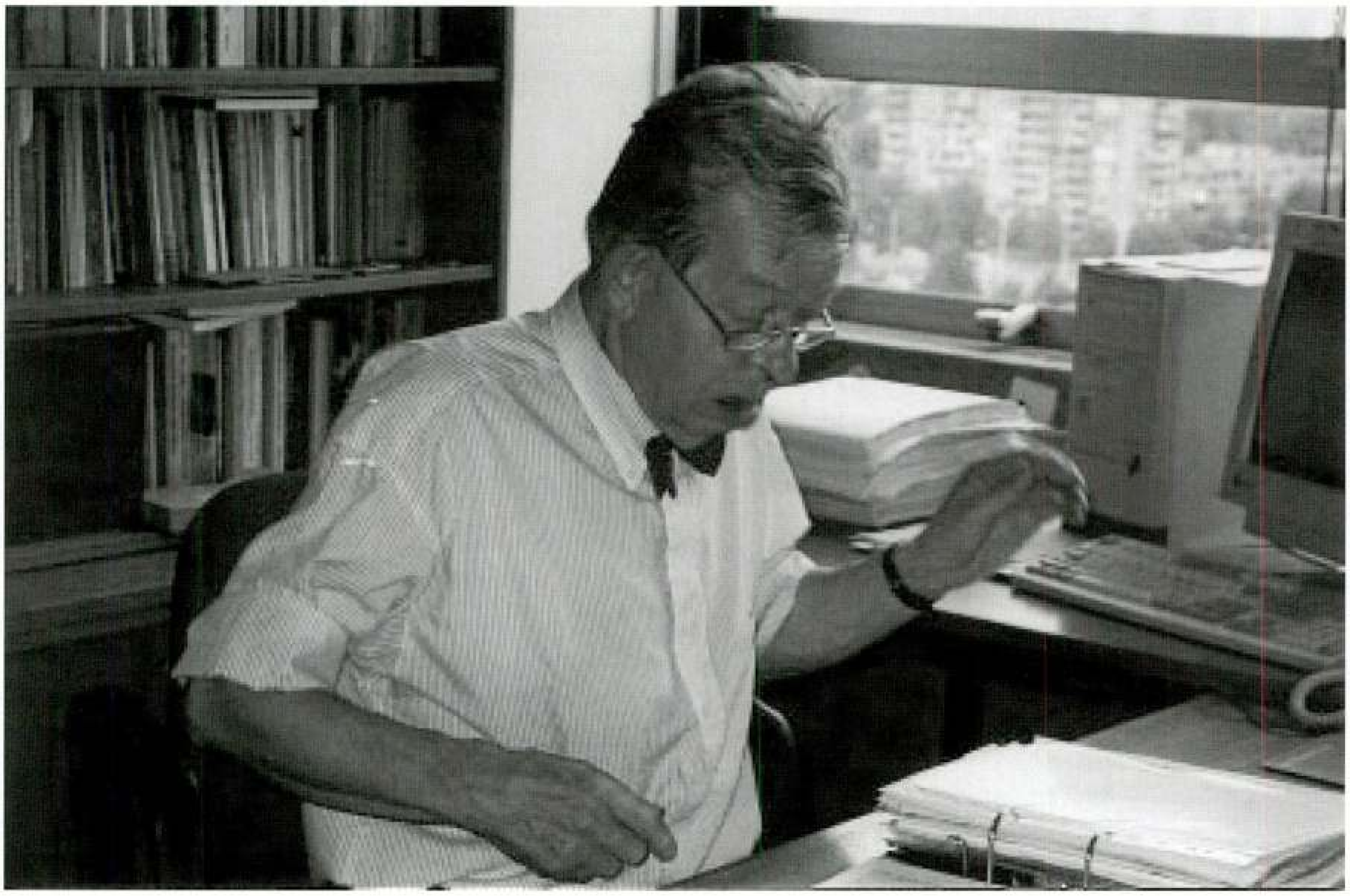
About the authors



Martijn van Beurden received his M.Sc. degree in electrical engineering (cum laude) from the Eindhoven University of Technology in 1997. He won the second prize of the IEEE region 8 student paper contest and the C.I.V.I.-prize 1998 for electrical engineering, both for his M.Sc. thesis on the analysis of phased arrays of printed antennas. Since 1997 he is a Ph.D. student of the Electromagnetics Division of the Eindhoven University of Technology. The project he is currently working on involves the use of iterative techniques in the computation of electromagnetic fields.



Bart Smolders received the M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Eindhoven University of Technology in 1989 and 1994, resepectivily. From 1989 to 1991 he worked as a microwave designer at FEL-TNO in The Hague. From 1994 to 1997 he worked as a radar system designer at Hollandse Signaalapparaten in Hengelo. Currently, he is project manager at the Netherlands Foundation for Research in Astronomy (NFRA), where a phased-array prototype is being developed for the next generation of radio telescopes.



Martin Jeuken received his Ph.D. degree in electrical engineering from the Eindhoven University of Technology (EUT) in 1970. After his Ph.D. he worked as an Associate Professor at the EUT. His research interest included horn antennas and phased-array antennas, with particular emphasis on electromagnetic (numerical) modelling. Unfortunately, Martin Jeuken deceased in 1998 which is a great loss for the antenna community in the Netherlands.

SPRAAKTECHNOLOGIE VOOR TELEFONIE TOEPASSINGEN

Ing. Martin Damhuis, KPN Telecom CCSD

Inleiding:

Er komen steeds meer producten en diensten op de markt waarin spraaktechnologie fungeert als de "enabling technology". Maar hoe werkt eigenlijk spraaktechnologie en wat zijn de toepassingsmogelijkheden? Hoe goed werken spraakherkenners onder bepaalde omstandigheden voor bepaalde taken, hoe verstaanbaar en aangenaam is spraaksynthese en hoe veilig is sprekerverificatie? Dit artikel legt de basis van de technologie uit, gaat in op de stand van de techniek en de toepasbaarheid van spraaktechnologie in een telecommunicatie-omgeving. Laten we eerst eens kijken welke toepassingen met spraaktechnologie te realiseren zijn.

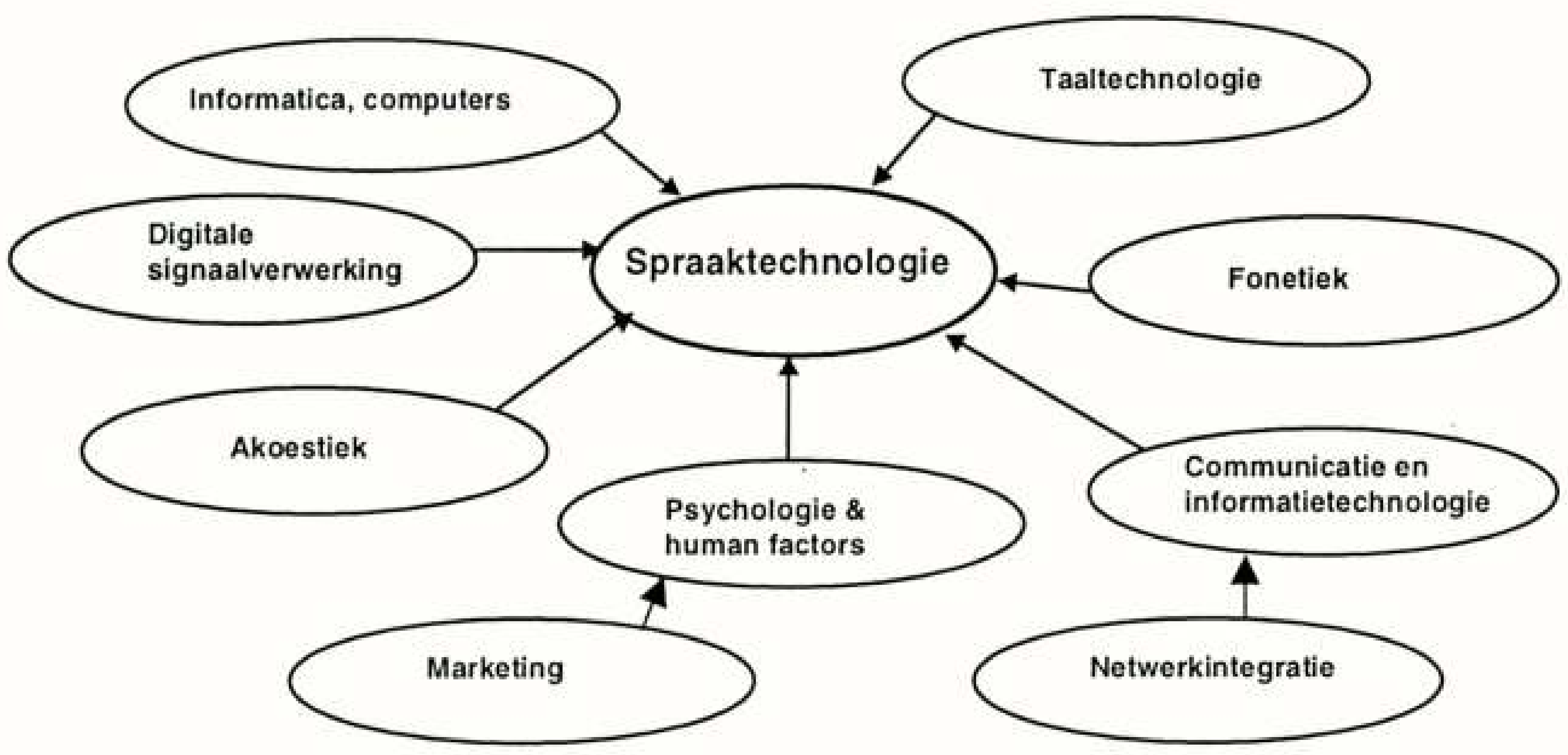
Spraakherkenning is het omzetten van spraakuitingen in symbolen (woorden) die verwerkt kunnen worden door een computer. Het systeem onderneemt actie op basis van wat iemand zegt. Een persoon kan het systeem rechtstreeks commando's geven, keuzes maken uit potentieel lange lijsten die niet telkens expliciet door het systeem opgedreund hoeven te worden, zoals bij de meeste voice-response systemen die werken met herkenning van de tonen van de druktoetsen van je telefoon. Spraakherkenning kan telefonische informatie- en transactiediensten (deels) automatiseren. Een andere toepassing die nu binnen handbereik komt is de mogelijkheid voor de gebruiker om in tamelijk vage termen vragen te stellen, waarbij het aan de computer wordt overgelaten om te bedenken hoe het probleem moet worden opgelost. In andere woorden: Het gebruiken van spraak als medium voor de communicatie met intelligent agents.
Spraakherkenning maakt nieuwe diensten als VoiceDialling [1] mogelijk die zonder het bestaan van de techniek niet realiseerbaar zouden zijn. In feite kan spraakherkenning wellicht in de toekomst die service bieden die de telefonistes boden aan het begin van deze eeuw toen zij alle telefoontjes doorverbonden.

Spraaksynthese is het automatisch omzetten van tekst (geschreven taal) naar spraak (gesproken taal). Spraaksynthese heeft voordelen boven concatenatie van vooraf opgenomen frasen, als er heel veel verschillende mededelingen mogelijk zijn, en/of als de mededelingen snel veranderen. Spraaksynthese kan ingezet worden bij tal van toepassingen: bijvoorbeeld het uitlezen van e-mail berichten in de auto of voorleesmachines voor blinden.

In geval van **sprekerverificatie**, herkent de computer wie er wat zegt. Bij sprekerverificatie identificeert de persoon zich eerst door middel van bijvoorbeeld een gesproken nummer, en daarna controleert de computer of de persoon wel degene is die hij of zij zegt te zijn. Sprekerverificatie is een biometrische verificatie techniek die gebruikt kan worden bij het beveiligen van telefonische banktransacties of allerlei kaartdiensten.

De nadruk in dit artikel zal liggen op de spraakherkenning. Spraakherkenning maakt een veel flexibelere interactie mogelijk tussen mens en machine over de telefoonlijn dan het andere gebruikersinterface dat op dit moment daarvoor beschikbaar is: het toetsenbord van het telefoontoestel. Spraakherkenning zal daarom de communicatie tussen mens en machine voor telefonietoepassingen fundamenteel veranderen.

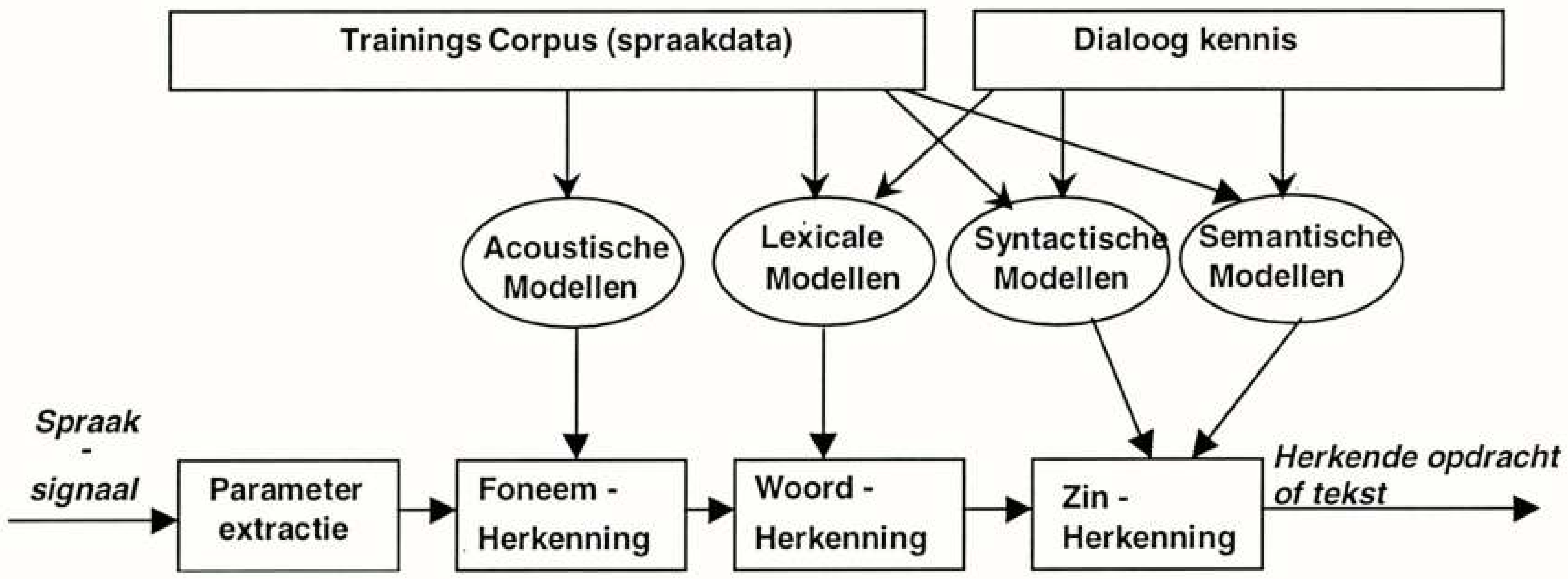
[1] *Sinds oktober 1997 bieden KPN Telecom en Libertel een VoiceDialling dienst aan hun abonnees. Met VoiceDialling is het mogelijk te bellen met behulp van de stem. Men maakt daartoe een persoonlijke namenlijst aan tot 40 personen (KPN Telecom [4] [5]) en belt hen door eenvoudigweg de naam uit te spreken. De spraakherkenning vindt hierbij plaats in het netwerk. Er zijn ook telefoons (o.a. van Philips) op de markt met een VoiceDial functie in het toestel.*



Figuur 1: Spraaktechnologie is een multidisciplinair werkgebied

Zo werkt spraaktechnologie:

Spraakherkenning



Figuur 2: Schema modern spraakherkennings systeem

Bovenstaande figuur toont de belangrijkste componenten van een spraakherkennings systeem. Het 'front-end' proces (parameter extractie) bemonstert het spraaksignaal en zet het om in een spectrale representatie. In het algemeen wordt per 10-15 ms een spectrum berekend.

Training:

Het systeem heeft patronen nodig voor alle eenheden die je wilt herkennen. Deze eenheden kunnen zijn losse woorden , fonemen (de 40 basisklanken van het Nederlands) of subwoord units (fonemen in context, ook trifonen genoemd). De taalkundige definitie van een foneem is dat een foneem de kleinste spraakeenheid is die betekenis onderscheidend werkt. Tabel 1 toont de lijst met fonemen in het Nederlands.

Foneemgebaseerde herkenning kent het grote voordeel dat je flexibeler het lexicon (lexicale modellen) van een systeem kunt vaststellen, immers, de basiseenheden zijn er reeds, terwijl bij woordgebaseerde herkenning je voor elk woord in het lexicon een patroon moet trainen. Alleen de eenheden waar je patronen voor getraind hebt kunnen herkend worden. Het trainen van deze patronen (modellen) gaat door de statistiek te bepalen over zeer veel observaties van die eenheden (corpora met veel spraakdata, hetgeen het trainingsmateriaal vormt). Een veel gebruikte techniek voor patroonherkenning bij hedendaagse spraak-herkenners is Hidden Markov Modellering (HMM). Een HMM is een statistische beschrijving van alle bij die spraakeenheid behorende stukken spraak uit het trainingscorpus. Dus bij training worden alle bij een patroon horende stukken spraaksignaal statistisch verwerkt tot een HMM. Ook coarticulatieeffecten, kunnen worden meegenomen in

de training van klanken. Coarticulatie gaat over bijvoorbeeld het feit dat een /k/ voor een /u/ anders gerealiseerd wordt dan een /k/ voor een /a/.

Herkenning:
De herkenner probeert uit te vinden welke van de aanwezige en getrainde HMM's met de grootste waarschijnlijkheid de geobserveerde sequentie van spraak heeft gegenereerd. De zoektocht wordt van te voren beperkt doordat je alleen zoekt naar woorden en sequenties van woorden die je wilt herkennen. Als de basis eenheden fonemen zijn, zoek je alleen naar sequenties van fonemen die woorden vormen. Het zogeheten Viterbi-algoritme bepaalt de optimale oplijning tussen het spraaksignaal en de reeks foneemsymbolen (de foneemtranscriptie). Daarbij berekent het Viterbi algoritme voor gevonden oplijningen de kans dat het spraaksignaal en de foneemtranscriptie bij elkaar horen.

Bij het omzetten van het spraakgeluid in de corresponderende woorden, wordt kennis over de context (syntactische modellen oftewel grammatica) worden gebruikt. Voorbeelden van syntactische modellen zijn een unigram (kans op ieder woord) en een bigram (de kans op een woordpaar), welke berekend worden vanuit het trainingscorpus.

Om actie te kunnen ondernemen, moet het systeem weten wat de gebruiker bedoelt, begrijpen wat hij zegt. Voor spraakherkenning is het van belang dat alle woorden correct herkend worden, terwijl dat voor het begrijpen van de semantische betekenis (speech understanding) niet altijd nodig is. Bij speech understanding wordt gezocht naar die woorden en uitdrukkingen waar je betekenis aan kunt toekennen.

Spraakdataverzamelingen:
Voor het trainen en testen van sprekeronafhankelijke spraakherkenners zijn enorme hoeveelheden spraakdata nodig. Deze zogeheten spraakcorpora bevatten een grote hoeveelheid opgenomen spraak (van meerdere sprekers) waarvan ieder gesproken woord, zin, nummer of ander concept (bijvoorbeeld tijdstippen) als tekst is uitgeschreven en het sample is beoordeeld op kwaliteit. Het doel van deze verzamelingen van spraakdata is het modelleren van de effecten van de verschillende bronnen van variatie in de eenheden van de taal. Zoals reeds genoemd kunnen deze basis eenheden (patronen) van de Nederlandse taal woorden zijn (>100.000), klanken of fonemen (ongeveer 40), of subwoord eenheden (ongeveer 2.500).
Het trainen van spraakherkenners kan taak-onafhankelijk zoals bij de Polyphone [2] [3] dataverzameling (5000 sprekers, 50 items waaronder 18.000 fonetisch rijke zinnen). Maar het kan ook taakspecifiek (trainen van de herkenner voor bepaalde herkentaken in een applicatie) zoals bij de OVIS dataverzameling (12.000 dialogen met het Openbaar Vervoer Informatie Systeem).

Tabel 1: Fonetische symbolen voor transcriptie van spraakklanken in het Nederlands

Polyphone/SAMPA		
I	pit	pIt
E	pet	pEt
A	pat	pAt
O	pot	pOt
Y	put	pYt
@	gemakke lijk	g@mAk @l@k
i	vier	vir
y	vuur	vyr
u	voer	vur
a:	naam	na:m
e:	veer	ve:r
2:	deur	d2:r

o:	voor	vo:r
Ei	fijn	fEin
9y	huis	h9ys
Au	goud	xAut
E:	cre\`me	krE:m
9:	freule	fr9:l@
O:	roze	rO:z@
p	pak	pAk
b	bak	bAk
t	tak	tAk
d	dak	dAk
k	kap	kAp
g	goal	go:l

f	fel	fEl
v	vel	vEl
s	sein	sEin
z	zijn	zEin
x	toch	tOx
G	goed	Gut (ook: xut)
h	hand	hAnt
Z	bagage	bAGa:Z@

S	show	So:u
m	met	mEt
n	net	nEt
N	bang	bAN
L	land	lAnt
R	rand	rAnt
W	wit	wIt
J	ja	ja:

De kwaliteit van spraakherkenners

Spraakherkenning is lastig vanwege de vele variaties in de menselijke spraak. Zo zijn er uitspraakvarianten of varianten in spreekstijl bijv. "Amst@rdAm" en "Ams@dAm", intra spreker variaties (spreeksnelheid, de fysieke/emotionele staat van de spreker) en inter spreker variaties (individuele fysiologie, sociolinguistische achter-grond, accent, dialect). Daarnaast zijn de akoestische variaties (omgevingsgeluiden, type microfoon, kanaal) van invloed.

Spraakdataverzamelingen, gebruikt voor de training van herkenners, kunnen niet met al deze variaties rekening houden. De complexiteit van de herkentaak is met de huidige stand van de techniek duidelijk van invloed op de performance van spraakherkenningssystemen. Deze complexiteit wordt ondermeer bepaald door de spreekmode (geisoleerde woorden tot continue spraak), de spreekstijl (gelezen tot spontane spraak), de training van de herkenner (sprekerafhankelijk, sprekeradaptief of spreker-onafhankelijk), de grootte van het vocabulaire (minder dan 50 woorden tot meer dan 20.000 woorden), de perplexiteit, dwz de mate van onzekerheid over het volgende woord dat uitgesproken kan worden (van laag <10, tot hoog, > 100), de signaal-ruis verhouding (van hoog: >30 dB tot laag: <5 dB) en de codering van het spraaksignaal (breedbandig of telefoon spraak).

Herkenpercentages voor bepaalde telefonie-toepassingen worden vaak gemeten door voorbeelden van spraak te verzamelen welke worden getest in een experiment. Naast de onnauwkeurig-heid van metingen (mag een uiting waarin iemand zich versprak of een uiting met abnormaal veel achtergrondlawaai, nu wel of niet worden meegenomen in de meting) zegt de uitslag van zo'n experiment vaak weinig over de kwaliteit van de herkenning zoals een gebruiker van een toepassing die ervaart. Om u toch een idee te geven van de performance die met de huidige herkensystemen in operationele telefonie toepassingen kan worden bereikt het volgende voorbeeld. Bij een vocabulaire van 100, niet teveel op elkaar lijkende woorden, mag verwacht worden dat een herkenner, mits getraind en geoptimaliseerd voor deze specifieke toepassing met voldoende representatief spraak-materiaal, deze woorden over de vaste telefoonlijn met herkenpercentages boven de 96% kan herkennen. Met behulp van allerlei technieken (zie tabel 2) wil men ervoor zorgen dat de performance van de spraakherkenning verder verbetert en voor complexere telefonietoepassingen inzetbaar is.

Tabel 2: Trends in de ontwikkeling van spraakherkenning

Herkenningsgraad	Robuust voor verschillen in spreker, taak, kanaal en akoestische omgeving
Confidence levels	Gebruik herkenwaarschijnlijkheden om uitingen te accepteren of te verwerpen
Out-of-Vocabulary Words	Besluit dat de match van de uiting met geen enkel van de woorden uit het vocabulaire groot genoeg is om deze te accepteren
Spontane Spraak	ngaan met grammatische incorrecte spraak, woorden zonder betekenis, versprekingen
Portabiliteit	Een herkenner moet snel, goed en goedkoop aan te passen zijn voor nieuwe taak
Groter vocabulaire	Mogelijk maken door syntactische en semantische beperkingen mee te nemen in search, nog snellere computers
Real time operation	Voor efficiënte inzet spraakherkenners voor moeilijke taken of groot vocabulaire
Generiek e hardware	Spraakherkennings-software vaker beschikbaar op generieke multiprocessor kaarten (zoals Pentium of Power PC chips)

Sprekerverificatie

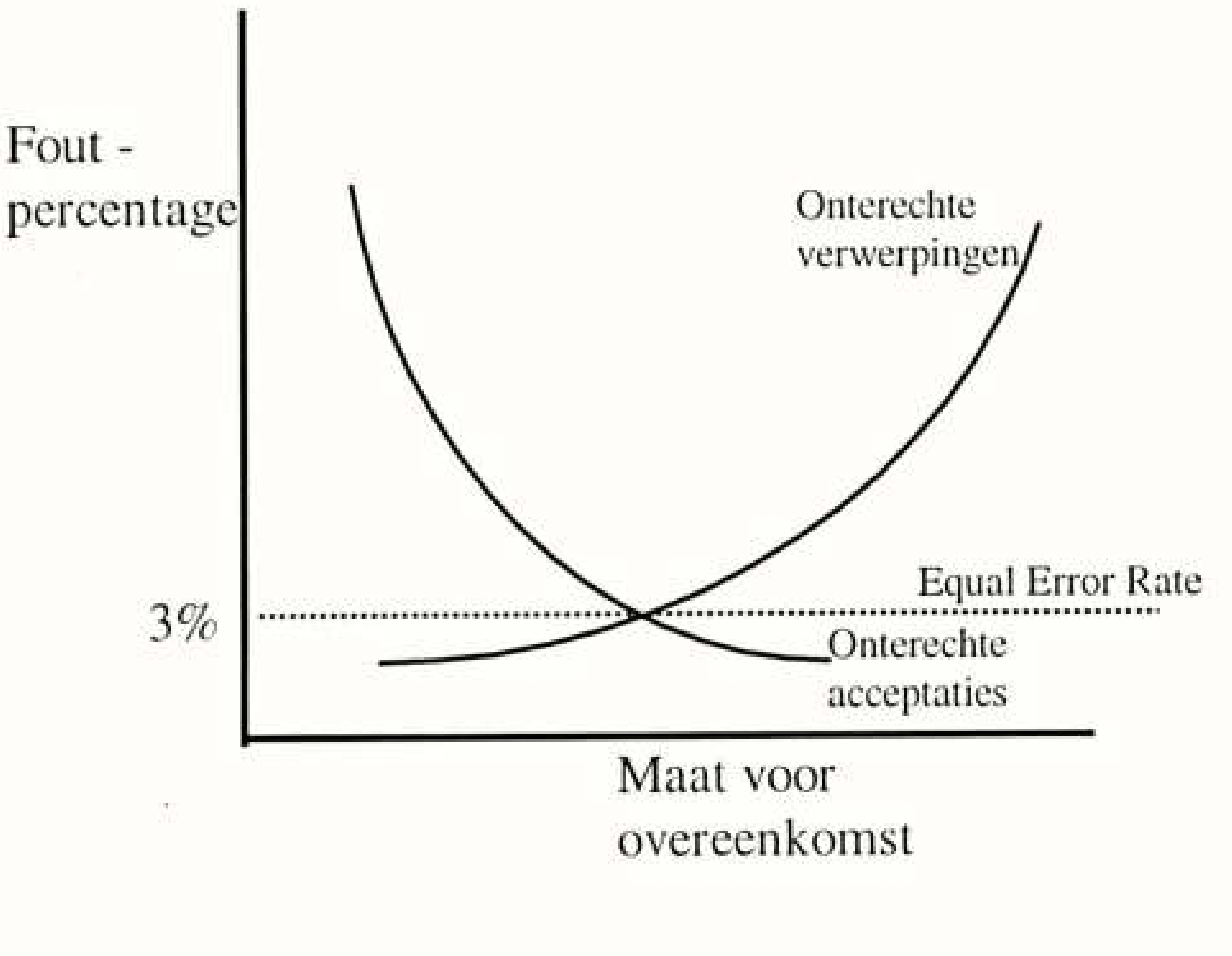
Sprekerverificatie kan bij telefonische diensten fungeren in de vorm van gate-keeper (expliciete authenticatie bij het begin, daarna toegang tot alle funkties van de dienst) of als alarm bel (verificatie loopt in de achtergrond en genereert een waarschuwing voor de beheerder van de dienst als de indruk ontstaat dat iemand probeert in te breken. Sprekerverificatie kent de volgende voordelen boven andere verificatie methoden:

- De gebruiker hoeft geen codes te onthouden (verificatie door iets wat men weet) of bijvoorbeeld een smartcard bij zich te dragen (verificatie door iets wat men heeft)
- Er is geen geavanceerde invoerapparatuur nodig (sprekerverificatie kan plaats vinden via ieder telefoontoestel)
- Sprekerverificatie kan worden ingezet als toegangsmechanisme of als alarmbel.

Net zoals bij mensen moet een computer eerst iemands stem leren kennen, voordat hij de stem kan herkennen. Tijdens een ´enrollment´ procedure legt de computer de stemkarakteristieken vast in een sprekermodel op basis van een ingesproken tekst. Ook hiervoor worden vaak Hidden Markov Modellen gebruikt, net als bij spraakherkenning.

De ingesproken tekst kan een wachtwoord zijn, of een kaartnummer, dat vaak tevens dient ter identificatie (tekstafhankelijke spreker-verificatie).

Een sprekerverificatie systeem kan twee typen fouten maken, die kunnen worden getypeerd als ´onterechte verwerping´, wanneer een gebruiker ten onrechte wordt afgewezen en ´onterechte acceptatie´, wanneer een persoon ten onrechte wordt toegelaten. Door de drempelwaarde voor de kans dat de uiting behoort bij de juiste persoon (maat voor de overeenkomst) te verhogen, wordt het systeem meer inbraakbestendig, maar tegelijkertijd wordt de kans groter dat gebruikers onterecht worden geweigerd (zie figuur 3). Je kunt het een evenwicht noemen tussen hoffelijkheid en veiligheid, waarbij het optimale evenwicht afhangt van de toepassing. In testversies waarin cijferreeksen (zoals kaart- of rekeningnummers) werden gebruikt ter verificatie van de stem, bleek dat foutpercentages van minder dan 2% mogelijk zijn. Er zijn effectieve maatregelen te nemen tegen pogingen tot inbreken door middel van opnamen.



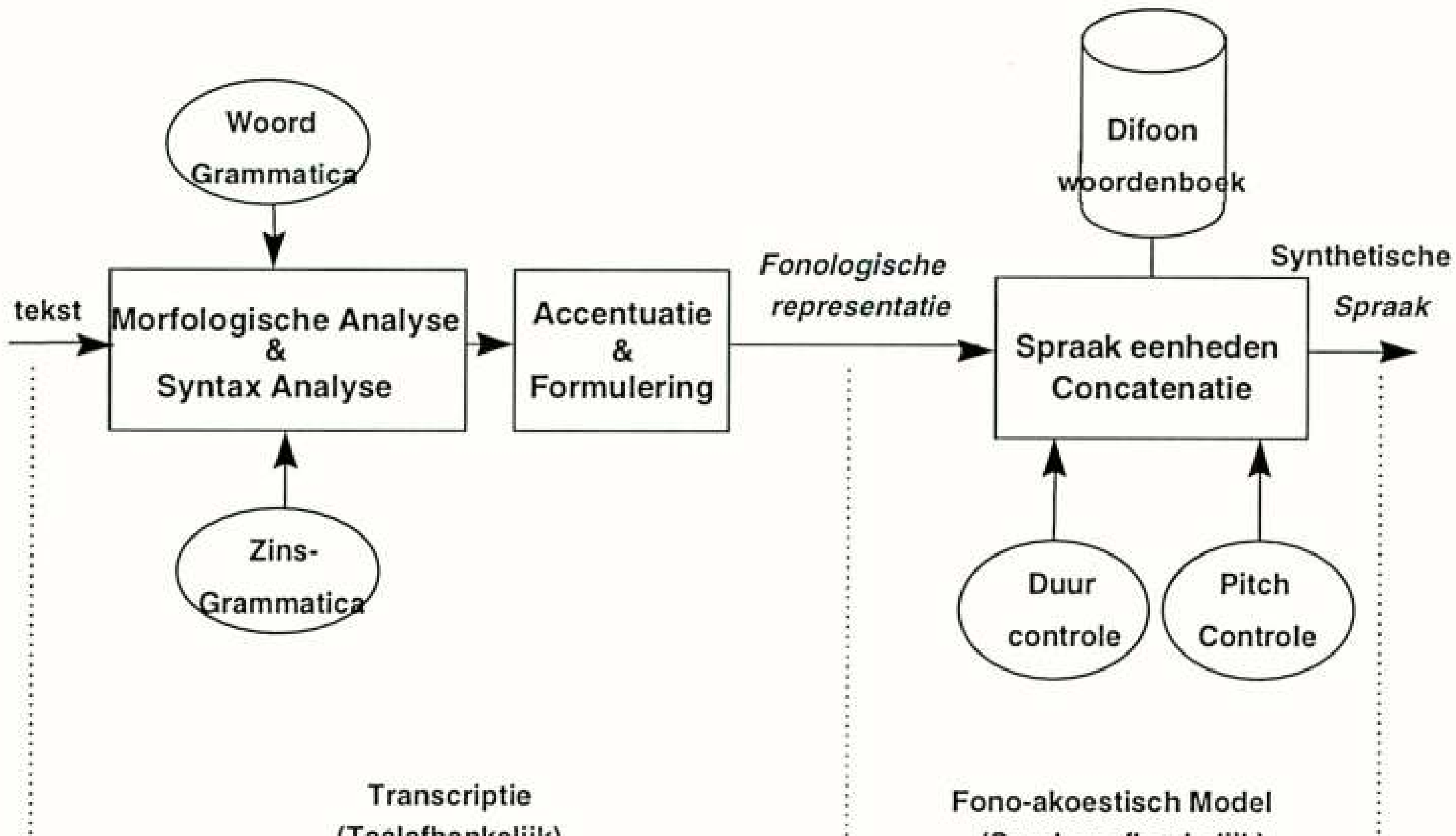
Figuur 3 Fouten van een sprekerverificatiesysteem

Tabel 3: Enkele vormen van sprekerverificatie

Sprekerverificatie	Authenticatie van een spreker, wel of niet degene die hij zegt te zijn, ("Hallo, met Martin")
Sprekeridentificatie	Identificatie van een spreker uit N gebruikers die bekend zijn bij het systeem ("Hallo, ik ben het")
Tekstafhankelijke S.V.	De fonetische struktuur van een zin wordt meegenomen in de beslissing, de gebruiker moet bepaalde woorden zeggen
Tekst onafhankelijke S.V.	De gebruiker kan willekeurige woorden uitspreken (meer spraakmateriaal nodig voor een goede verificatie in vergelijk met tekstafhankelijke S.V.)
Tekst prompted S.V.	Het systeem zegt de gebruiker een bepaalde zin of woorden voor, die de gebruiker moet herhalen

Spraaksynthese

Bij tekst-naar-spraak synthese wordt de binnenkomende tekst omgezet in een reeks van foneemsymbolen (zie tabel 1), welke vervolgens weer worden omgezet naar een spraaksignaal. De meest gebruikte techniek voor tekst naar spraak omzetting is concatenieve spraaksynthese. Deze combineert opgenomen delen van natuurlijke menselijke spraak in willekeurige uitingen. Typisch gebruikte eenheden zijn difonen, een stukje spraak van het midden van de eerste, tot het midden van de volgende klank. Die eenheden die corresponderen met de fonetisch getranscribeerde uiting worden opgepikt. De pitch (grondfrequentie) en de duur van ieder foneem moeten worden veranderd om de prosodie te verkrijgen, die wordt gemodelleerd door klemtoon en tempo markeringen in de tekst. Bij menselijke spraak varieert de pitch ook gedurende het spreken (door stress, emotie intonatie). De duur en de luidheid van de spraak zijn ook belangrijke prosodische parameters.



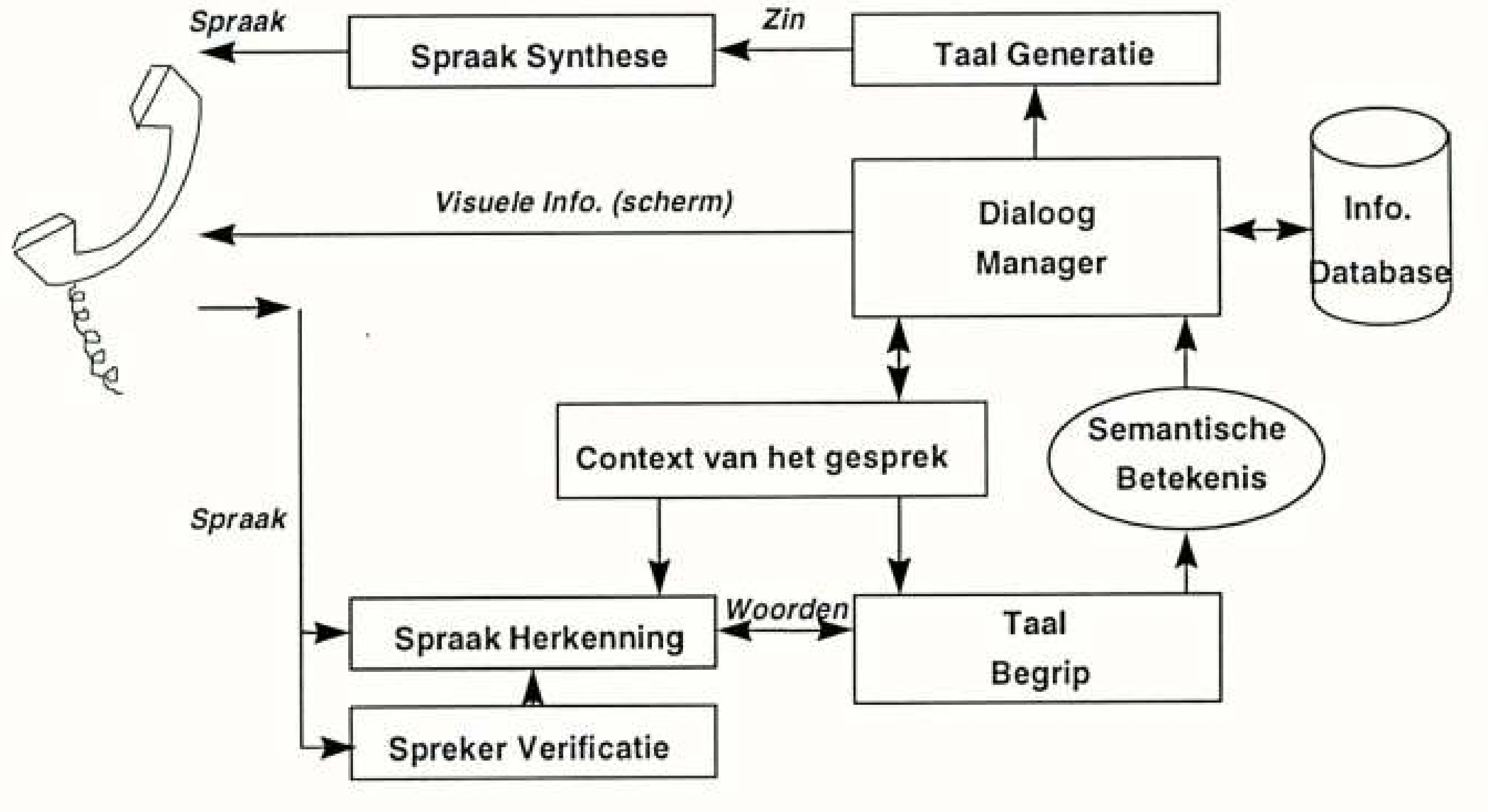
Figuur 4: Schematische voorstelling van een tekst-naar-spraak synthese systeem

De kwaliteit van de spraakuitvoer (verstaanbaar, juiste tempo en natuurlijk klinkend) is bij telecommunicatie-diensten erg belangrijk. Momenteel is de stand van de techniek bij spraaksynthese zodaning dat deze spraak (zeker na enige gewenning) goed verstaanbaar is, maar onnatuurlijk klinkt. In de meeste operationele diensten geeft men daarom vaak de voorkeur aan menselijke spraak (vaak aan elkaar geplakte spraakfragmenten) in plaats van spraaksynthese.

Dialoog systeem

Een gesproken dialoog systeem integreert o.a. bovengenoemde technologieën, zie figuur 5. Maar er zijn ook additionele technologieën nodig, zoals "dialoog management", "database interactie", "taalgeneratie", "semantische analyse" en een telefoon interface (met eventueel echo cancelling om barge-in, het door de computerstem heen praten en toch verstaan worden, mogelijk te maken). Een telefoon alleen al kent daarnaast ook nog andere modaliteiten als DTMF (de druktoetsen van je telefoon), en een schermpje. Sommige toestellen beginnen op computers te lijken (compleet met groot scherm en alfanumeriek toetsenbord). De multimedia kent diverse mogelijkheden, die ik hier niet alle kan en wil beschrijven. Ook ontbreekt de ruimte om in te gaan op het ontwerp van een dialoog en het gebruikersinterface, cruciaal voor het succesvol in de markt zetten van spraakgestuurde diensten.

Figuur 5: Schematische voorstelling van een dialoog systeem



Samenvatting

Dit artikel beschreef in het kort de basis van spraakherkenning, sprekerverificatie en spraaksynthese, technieken van de sprekende en luisterende computer. In de toekomst zullen veel telefoondiensten uitgerust worden met spraak-technologie. Dit levert gebruikers-vriendelijkere en een betere dienstverlening op.

Spraaktechnologie is een ´enabling´ technologie die rijp genoeg is om door dienstaanbieders te worden ingezet in hun bestaande of nieuwe toepassingen en op die manier geld op kan leveren.

Literatuur:

[1] Markowitz, J.A., Using speech recognition, New Jersey, Prentice Hall Inc., 1996

[2] Damhuis, M.H., et al, Creation and analysis of the Dutch Polyphone corpus, Proc. ICSLP94, Yokohama Japan.

[3] Boogaart, T.I., et al., Use of the Dutch Polyphone corpus for application development, Proc. IVTTA94, Kyoto, Japan.

[4] Damhuis, M.H. et al., Fieldtrial of a VoiceDialling application for the Dutch Cellular Networks, Proc. AVIOS97, San Jose, VS.

[5] Damhuis, M.H., Voice Dialling in mobile networks, Proc. VOICE-98, Keulen, Duitsland

---

De auteur

Ing. Martin Damhuis is werkzaam als consultant en projectmanager bij het Competence Center Spraakgestuurde Diensten van KPN Telecom.

Sinds 1993 is hij bij KPN verantwoordelijk voor de ontwikkeling en implementatie van Nederlandse spraaktechnologie in de diensten van KPN.

Martin Damhuis

KPN Telecom CCSD (Competence Center Spraakgestuurde Diensten)

Postbus 421, 2260 AK, Leidschendam
Nederland

tel: (070) 332 56 45
fax: (0)70 332 64 77 l
mobiel: 06 22 41 35 70
e-mail: M.H.Damhuis@research.kpn.com

Voordracht gehouden tijdens de themabijeenkomst over Spraaktechnologie op 18 maart 1999

The ODIN Studytour TWIST '99

door M. Paffen en B. Huiszoon

Introducing Communication Debating Society ODIN.

The communication debating society ODIN is part of the Electrotechnical study association Thor. A few students who had special interests in the field of telecommunication founded ODIN in 1980. In the meantime ODIN is grown out to a society with over 100 student members and 35 beneficiaries who are related to the Faculty of electrical Engineering which is part of the Eindhoven University of Technology. The main purpose of ODIN is to bring students closer to the Industrial circles but also to the Faculty. All the effort is taken with the aim to keep the members posted on recent telecommunication developments and also to inform them about doing a work placement or graduation at the departments ICS and TTE.

ODIN studytour 1999.

Preface.

During autumn 1998 ODIN recruited 6 enthusiastic members for the task of organising a study tour. The first aspiration was to find a suitable destination within Europe. All possible countries we evaluated for their state-of-technology in the field of data- and telecommunications and cultural aspects. Eventually the most ambitious studytour would lead to a combined trip to Italy and Switzerland.

With this selection we formed a fitting name for our tour: TWIST'99; which means 'Technical Wonders of Italian & Swiss Telecom 1999'. Over six months of preparations followed to guarantee that this trip would become a success. Main tasks e.g. were finding interesting companies, arranging accommodation and searching for sponsorship possibilities.

This studytour would not have been possible without the support of several Dutch companies, NERG and the Eindhoven University of Technology. I would like to take this opportunity to thank them for their financial support as well as for their help with organising the excursions in Italy and Switzerland. Also I would like to thank Prof. Brussaard of the Eindhoven University of Technology, who not only had to deal with fourteen students for almost two weeks, but also brought great support to us in time of need.

Hopefully this trip contributed to the insights of students in both the current and near future state-of-technology as well as a view of the business world they will be working in after graduation.

In these two weeks we had the favour to visit Swatch, Swisscom, J.R.C., the groundstation at Spino d'Adda, Cselt, Cern and The Politecnico which is the University of Technology at Turin. These excursions are going to be described in the travel-report. For NERG we decided to enlighten a short version of the visit to the groundstation at Spino d'Adda and the visit to Cern.

I wish you pleasant reading,

Matthijs Paffen
Secretary of Twist'99

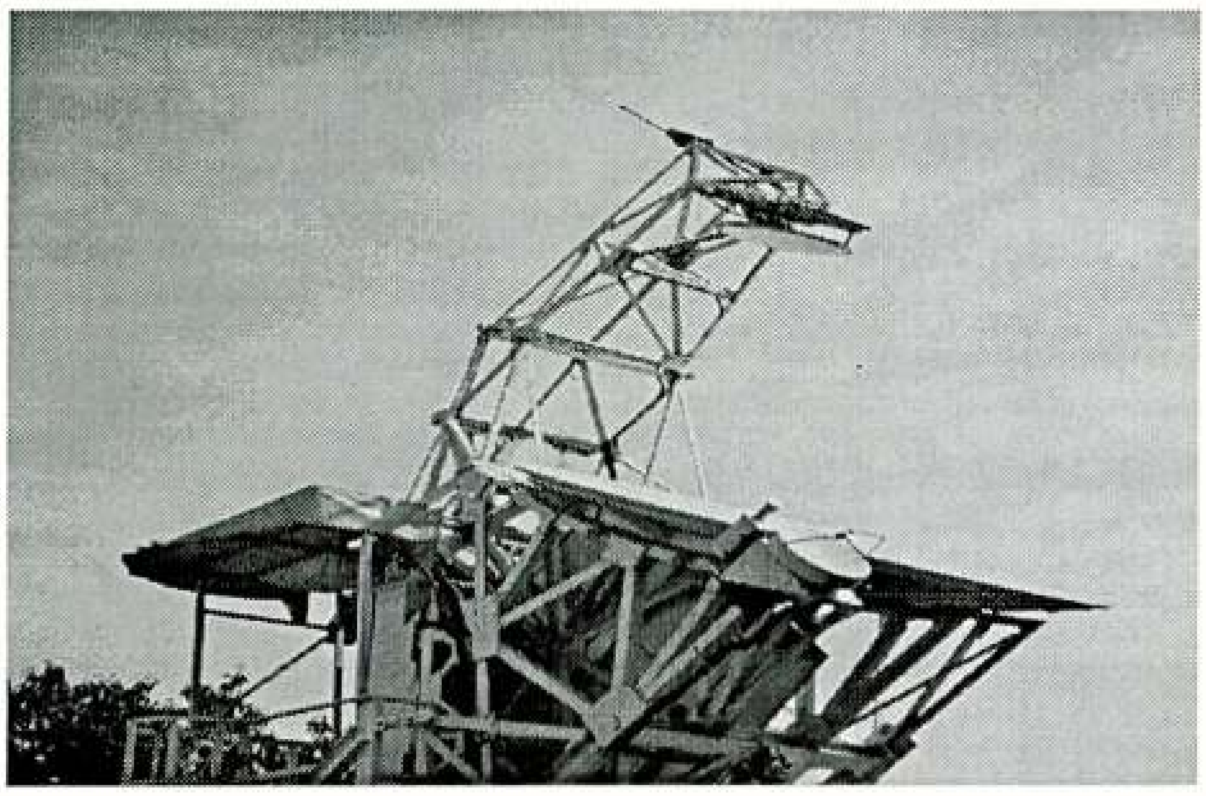
The experimental station at Spino d´Adda.

The station is a part of the Politecnico of Milan and is being used for scientific investigations. In 1982 it was financially difficult to keep the station alive. With two important experiments they got financial and technical support of the Italian Space Agency (Agenzia Spaziale Italiana).
In 1990 new antennas and new equipment were installed, to carry out new propagation and communication experiments in the 20-30 GHz band (using the European satellite OLYMPUS) and in the 40-50 GHz band (using the Italian satellite ITALSAT F1). The purpose was to make measurements in the Ka-band, as it was being explored in these days. Formerly the common band was around 10-15 GHz.

We had a tour to the three following important sections of Spino d´Adda. These are the advanced antenna, the meteorological radar and the radiometers.

The "advanced antenna" is an stand-alone instrument; it includes the receiver equipment as well. We visited the ITALSAT antenna, which is similair to the OLYMPUS antenna. The ITALSAT

antenna is also autotracking and has an antenna-gain of approximately 60 dB.
The antenna consists of three reflectors and a receiving horn. The large reflector is part of a parabolic surface, which transfers the signal to a small reflector, which is mounted above the largest. The smaller one puts the signal into the horn antenna via a flat reflector. The advantage of this double reflected system is that the antenna doesn't



block the incoming signal.
The tracking part is received by a small dish, which is mounted at the bottom-edge of the large reflector. For this antenna the tracking system is very important. Theoretically a satellite has a stable position in geo-stationary-orbit but through gravity influences it makes small movements in the form of ellipse. This unwanted movement causes a loss of its orbital track, which increases by one degree a year. Thrusters who are fuelled by hydrazine can compensate this loss of track. Because ITALSAT is becoming old, it is running out of hydrazine. The only solution to extend its lifetime is to let it drift.

Inside of the advanced antenna we could take a look at the receiver and pre-processing hardware. The received signal is demodulated. It is received with a frequency of 40 Ghz and in 4 steps downmodulated to 20GHz, 2 GHz, 10MHz and finally it becomes a signal of 24-25 KHz. Each step consists of a Converter, a Filter and an Amplifier. The OLYMPUS has a lower receiving frequency and therefor uses a step less.
In the top of the inside of the advanced antenna there are 4 feed-horn antennas visible. Each one is collecting the signal and a control system corrects the error with a servoloop system in those four directions.

Politics are mostly the crucial factor to get an experiment started. For an example: The Italian satellite SIRIO for which they had an antenna ready since '69-'70 was launched eight years later. The development costs of the ITALSAT-antenna was 5 million Guilders and it took the same amount to build it.

The radiometer is able to measure thermal noise in different frequency ranges. It has a quite large receiver gain of 100-120 dB. For every frequency range another radiometer is installed. For example for the OLYMPUS a radiometer is installed with the frequency range of 20-30 GHz. All the measurements are processed with equipment installed in 19" racks placed inside the building.

The meteorological radar was at that moment on standby mode and is normally only active in case of bad weather conditions. This parabolic reflector radar has an operation frequency of 2.8Ghz and is able to make coherent (Doppler) measurements. With a maximum range of 150 km, it has an antenna gain 38dB.

The major objective of these three antenna installations is to measure the weather influence on the received signal. With the meteorological radar it is possible to locate the bad weather conditions. The advanced antenna is receiving the satellite signal and measures in this way the attenuation of the channel. To derive attenuation estimates without having to use a satellite signal, they separately measure the thermal noise of the atmosphere with the radiometers. In a plot we were able to see the attenuation dropped about 30dB which was caused by a rainshower. A very important result of this measurement is to give information for the minimal needed transmission power on future satellite systems.

CERN
European Laboratory for Particle Physics.

CERN (Conseil Européen pour la Recherche Nucleaire) was founded in 1951 as a result of a European joint venture in which 12 countries participated. These 12 countries wanted to have a research centre (first for research on a nuclear level, and later on a sub-atomic level) in Europe for scientists and engineers, because during World War II a lot of centres and experimental sites were damaged or demolished in a lot of countries.

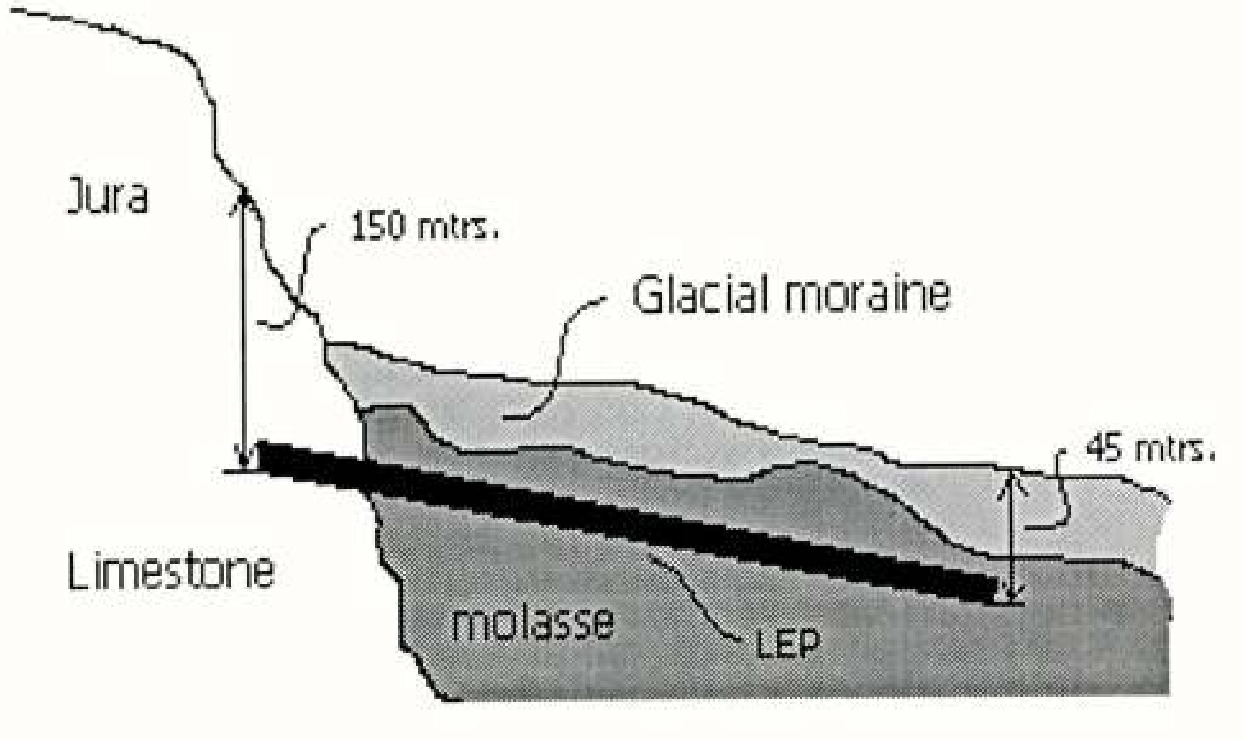
By monitoring the whole process (colliding electrons and positrons) with complicated

measurements, people at CERN can optain new insights of some of nature's secrets. The main goal for having experiments at CERN with LEP (Large Electron Positron collider) is to extract information about the building blocks of the universe and to obtain additions for the (still) incomplete 'Standard Model' of the Universe.

Right now the largest ring (also of his kind in the world) at CERN has a circumference of 27 kilometres and gives the particles a boost of 100 GeV. LEP is used for colliding 'bunches' of electrons with 'bunches' of positrons. The vacuum tube (10 cm. diameter) in which the packages are spinning is housed in a tunnel deep under the surface of the earth. The particles are moving in a quasi-sinusoidal orbit, so they gave the tube an oval shape to reduce the amount of interactions between particles and tubewall.

Also in order to prevent collisions with particles in the air, the whole tube is pumped down to very low pressures (10^{-9} Torr). Even at this pressure a lot of particles are floating in the vacuum chamber (about 10^{12} per m^3), so parts of the packages are sometimes colliding with this matter. This is an unwanted side effect, and engineers have to reinject the tube with new packages after a couple of hours. These collisions reduce the effectivity of the LEP to 40%.

The packages are travelling with such a high speed (11.000 rpm) that even a deflection of 1 μm per orbit causes the beam to smash into the tubewall. The packages are so small that even with a chance on 45000 hits per minute, only 2-3 times per minute something worth studying is happening. Scientists have only got an information-flow for 160 days per year, because in the winter the electricity is too expensive, so LEP is offline in that period. One of the data-providers is the ALEPH-detector, which we got to see on a depth of 150 meters under the surface of the earth.



ALEPH has been operational since July 1989, and has already recorded millions of events. When the two beams collide inside the ALEPH six different detector layers are trying to determine as precisely as possible the direction, energy, and identity of each created particle. In the center of the enormous detector (12 x 12 x 12 m^3) the vacuum tube is situated surrounded by the detectors. The bunches of each beam must be tightly focused ('squeezed') to very small dimensions in the centre of the tube in order to increase the particle production rate
The ALEPH-detector is already being used for almost 10 years now to study the known, and trying to discover the unknown. Now a new type of accelerator is being developed, the Large Hadron Collider (LHC), and is planned to be operational in 2005. The LHC will consist of two synchrotrons installed in the 27 km LEP tunnel (instead of LEP) still using the existing particle sources and pre-accelerators.

The ring will be filled with proton-packages, and two superconducting magnetic channels will accelerate the protons to 7-on-7 TeV. The beams will counter-rotate for several hours, colliding at new experiments, until they become so degraded that the machine will have to emptied and refilled. The LHC uses high magnetic fields to bend 7 TeV protons around the ring, so the LHC dipoles must be able to produce fields of 8.36 Tesla. That is over five times those used a few years ago at the SPS proton-antiproton collider, and almost 100,000 times the earth's magnetic field. Superconductivity makes this possible.

The LHC-project will provide science with valuable knowledge concerning superconductivity, and this knowledge can be used in the industry to develop products for low-loss transport of large amounts of electricity over long distances. Also it will give new insights of the building blocks of the universe.

OVER CONDENSATOR-IMPEDANTIES EN ANDERE ONGERIJMDHEDEN

ir P. van der Wurf

Fontys Hogescholen Eindhoven

Voor de impedantie van een condensator kunnen - op volstrekt verdedigbare wijze - twee verschillende uitdrukkingen gevonden worden. Dat is vreemd. Vreemd zijn ook de ongerijmdheden waar we op stuiten als we met deze twee uitdrukkingen voor de condensatorimpedantie gaan rekenen.

---

1. De gebruikelijke uitdrukking voor de condensatorimpedantie

De relatie tussen stroom en spanning wordt bij een condensator gegeven door de differentiaal-vergelijking i(t) = C. u'(t), waarin u'(t) de eerste afgeleide van de condensatorspanning naar de tijd voorstelt. Bij toepassing van de complexe rekenwijze wordt deze differentiaalvergelijking getransformeerd tot :
$I(\omega) = j\,\omega\, C.U(\omega)$. Voor de impedantie $Z(\omega)$, gedefiniëerd als het quotiënt van $U(\omega)$ en $I(\omega)$ volgt nu $Z(\omega) = 1/(j\omega C)$. Zo is de impedantie gedefiniëerd voor een enkelvoudig harmonisch signaal. De uitdrukking is ook bruikbaar voor signalen die bestaan uit meerdere enkelvoudig harmonische componenten.

2. Een andere uitdrukking voor de condensatorimpedantie

We kunnen een ongeladen condensator opvatten als een lineair, tijdinvariant systeem met de stroom i(t) als input en de spanning u(t) als output. (In de condensator bevindt zich geen andere lading dan door de stroom i(t) werd aangevoerd.) Met $i(t) = \delta(t)$ wordt de condensator op het tijdstip t = 0 in één klap met 1 coulomb geladen. Voor t > 0 bedraagt de spanning over de condensator C^{-1} volt. De impulsresponie van het systeem is derhalve $h(t) = C^{-1}\mathbf{U}(t)$, waarin de functie $\mathbf{U}(t)$ de eenheidsstapsprong voorstelt. Omdat de frequentieresponsie van het systeem (ook wel de complexe overdrachtsfunctie genoemd) de Fourier-getransformeerde van de impulsresponsie is, vinden we:

$$H(\omega) = C^{-1}\{\pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1}\}. \qquad (1)$$

Nu geldt dat de frequentieresponsie het quotient is van $U(\omega)$ en $I(\omega)$ en dat is gelijk aan $Z(\omega)$, de impedantie van de condensator. We vinden dus:

$$Z(\omega) = C^{-1}\{\pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1}\}. \qquad (2)$$

Omdat de uitdrukking voor de impedantie geldig moet zijn voor alle waarden van de continue variabele ω (dus ook voor $\omega = 0$), treedt in de uitdrukking een deltafunctie op. Op dezelfde wijze als hierboven is geschetst voor de impedantie van een condensator, kan worden afgeleid dat voor de admittantie van een spoel geldt:

$$Y(\omega) = L^{-1}\{\pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1}\}. \qquad (3)$$

3. Rekenvoorbeeld 1

We bestuderen het geval dat door de condensator een sinusvormige stroom loopt, die op het tijdstip t = 0 wordt ingeschakeld. $i(t) = \mathbf{U}(t)\ \sin(\nu t)$. Als de condensator op t = 0 ongeladen is, dan vinden we voor de spanning $u(t) = \mathbf{U}(t)\ (\nu C)^{-1}\ \{1-\cos(\nu t)\}$. Dit resultaat is m.b.v. de tabellen van Laplace-transformaties eenvoudig te verifiëren. We proberen nu hetzelfde resultaat te vinden door eerst $U(\omega)$ te berekenen als het product van $I(\omega)$ en $Z(\omega)$. De uitdrukking voor $I(\omega)$ vinden we in de tabellen van Fourierparen.

$$I(\omega) = (j\pi/2)\ \delta(\omega+\nu) - (j\pi/2)\ \delta(\omega-\nu) + \nu/\ (\nu^2 - \omega^2) \qquad (4)$$

Voor de impedantie $Z(\omega)$ rekenen we met uitdrukking (2). Als we gebruik maken van de regel dat $\delta(\omega).G(\omega)$ vervangen mag worden door $\delta(\omega).G(0)$ en $\delta(\omega-\nu).G(\omega)$ door $\delta(\omega-\nu).G(\nu)$, dan vinden we:

$$U(\omega) = (\nu C)^{-1}\ [\pi\delta(\omega) - (\pi/2)\ \delta(\omega + \nu) - (\pi/2)\ \delta(\omega - \nu) - j\nu^2/\ \omega(\nu^2 - \omega^2)\ ]. \qquad (5)$$

Om deze uitdrukking te vinden rekenden we met

$\delta(\omega)\delta(\omega - \nu) = 0$. Over het algemeen zal men voor het product van twee t.o.v. elkaar verschoven deltafuncties de uitkomst nul aanvaarden, maar hier zij opgemerkt dat deze uitkomst niet triviaal is als men $\delta(\omega)\delta(\omega - \nu)$ wenst op te vatten als de gegeneraliseerde limiet:

$$\lim_{T\to\infty} \frac{\sin(\omega T)}{\omega} \cdot \frac{\sin[(\omega - \nu)T]}{(\omega - \nu)}$$

Als we de laatste term in uitdrukking (5) voor $U(\omega)$ als volgt herschrijven:

$-j\nu^2 / \omega(\nu^2 - \omega^2) = -j\omega / (\nu^2 - \omega^2) + (j\omega)^{-1}$

dan vinden we

$$U(\omega) = (\nu C)^{-1} \ [\pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1} - (\pi/2)\ \delta(\omega + \nu) - (\pi/2)\ \delta(\omega - \nu) - j\omega / (\nu^2 - \omega^2)] \qquad \textbf{(6)}$$

Het kost weinig moeite in deze uitdrukking de Fouriergetransformeerde te herkennen van $u(t) = \mathbf{U}(t)\ (\nu C)^{-1}\ \{1-\cos(\nu t)\}$. Dit resultaat hadden we niet kunnen vinden als we gerekend hadden met $Z(\omega) = 1/j\omega C)$.

4. Rekenvoorbeeld 2

In dit voorbeeld willen we de condensator-spanning berekenen voor het geval de stroom gelijk is aan de eenheidsstapsprong, dus $i(t) = U(t)$. Met behulp van de tabellen van Laplace-transformaties vinden we dat de condensator-spanning in dit geval beschreven wordt door de taludfunctie, dus $u(t) = C^{-1}\ t.U(t)$. Dit laatste volgt natuurlijk ook onmiddellijk uit de fysische beschouwing van een condensator, die met een constante stroom wordt geladen. We proberen dit resultaat te vinden door eerst $U(\omega)$ te berekenen als het product van $I(\omega)$ en $Z(\omega)$. Voor $I(\omega)$ geldt: $I(\omega) = \pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1}$. Voor de impedantie $Z(\omega)$ rekenen we met $Z(\omega) = 1/j\omega C)$.

$$\begin{aligned} U(\omega) &= [\pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1}].\ (j\omega C)^{-1} \\ &= C^{-1}[\pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1} + (j\omega)^{-2} \\ &= \pi\delta(\omega).(j\omega C)^{-1} - (\omega^2 C)^{-1} \end{aligned}$$

Voor $\pi\delta(\omega).(j\omega C)^{-1}$ mogen we schrijven:

$C^{-1}.j\ \pi\delta'(\omega)$. Hierin is $\delta'(\omega)$ de eerste afgeleide van $\delta(\omega)$ naar ω. Met de definitie-eigenschap van $\delta'(\omega)$ valt dit als volgt eenvoudig aan te tonen [1,2] Uit deze definitie-eigenschap volgt namelijk:

$$\begin{aligned} j\omega.j\pi\delta'(\omega) &= -\ \omega\,\pi\delta'(\omega) \\ &= -\ (0)\ \pi\delta'(\omega) + \pi d(\omega)/d(\omega)|_{\omega=0}\ \delta(\omega) \\ &= \pi\delta(\omega) \end{aligned}$$

dus geldt ook: $\pi\delta(\omega)/\ j\omega = j\pi\delta'(\omega)$ en

$\pi\delta(\omega)/\ j\omega C = C^{-1}.j\,\pi\delta'(\omega)$.

Voor de functie $U(\omega)$ hebben we dus gevonden:

$U(\omega) = C^{-1}\ [j\pi\delta'(\omega) - (\omega)^{-2}]$.

Dit is de (gegeneraliseerde) Fouriertransformatie van $u(t) = C^{-1}\ .\ t.\mathbf{U}(t)$. (Zie [1], blz. 42). Dit resultaat zou **niet** gevonden zijn als we hadden gerekend met uitdrukking (2) voor $Z(\omega)$. Dan hadden we immers een term $\pi^2\delta^2\ (\omega)$ gekregen en machten van de Dirac delta-functie zijn niet gedefiniëerd.

5. Conclusies

In het ene rekenvoorbeeld moeten we met $Z(\omega) = C^{-1}\ \{\pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1}\}$ rekenen om het goede resultaat te krijgen; in het andere rekenvoorbeeld moeten we dat juist niet doen en gewoon de klassieke uitdrukking $Z(\omega) = 1/\ j\omega C$ gebruiken.

Het tweede rekenvoorbeeld leidt ook nog tot de volgende ongerijmdheid. De taludfunctie $t.\mathbf{U}(t)$ is op te vatten als de convolutie van $\mathbf{U}(t)$ met zichzelf, maar dat betekent dat voor de Fouriergetransformeerden moet gelden:

$$\{\pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1}\}\{\pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1}\} = j\pi\delta'(\omega) - (\omega)^{-2}.$$

Deze formule kan niet bewezen worden omdat $\pi^2\delta^2\ (\omega)$ onoplosbare moeilijkheden oplevert. Wel hebben we zojuist in rekenvoorbeeld 2 laten zien dat geldt:

$(j\omega)^{-1}.\ \{\pi\delta(\omega) + (j\omega)^{-1}\} = j\pi\delta'(\omega) - (\omega)^{-2}$.

Dit laatste zou echter tot de conclusie leiden dat de taludfunctie $t.\mathbf{U}(t)$ beschreven zou kunnen worden als de convolutie van $\mathbf{U}(t)$ met 0,5 sgn(t) en dat is beslist niet het geval.

6. Referenties

[1] A. Papoulis. "The Fourier Integral and its Applications", McGraw-Hill, 1962.

[2] R.F. Hoskins. "Generalised Functions" , Ellis Horwood Limited, 1979.

De auteur is zeer benieuwd naar reacties van lezers die deze ongerijmdheden weten terug te brengen tot begrijpelijke aangelegenheden. De redactie ziet de reacties met belangstelling tegemoet.

Concept Verslag van de Algemene Ledenvergadering

dd. 18 maart 1999

Aanwezigen:

Leden: S.A. Alberts, ir. A.A. Dogterom, prof.ir. J.H. Geels, ir. Y.L.C. de Jong, J. Hekner Dipl.Ing, dr.ir. W. Herstel, ir. J.L. Kamp, ir. G.W. Kant, ir. Th.J. Nieland, ir. A.N.R. van Neerbos, ir. J. Noordanus, ir. D.W. Rollema, ir. J.B.F. Tasche, prof.ir. R. Viddeleer, A. van der Zwan (administrateur).

Bestuur: de heren prof.dr.ir. W.C. van Etten (voorzitter), ir. W. van der Bijl, dr.ir. W.M.C. Dolmans (aantredend), ir. G.J. de Groot, dr. M.J.C. van den Homberg (verslag), ir. C.Th. Koole, ir. O.B.P. Rikkert de Koe, dr.ir. A.B. Smolders (aantredend), dr.ir.drs. Stikvoort, prof.dr.ir A.P.M. Zwamborn.

---

1. Opening

Om 11.00 uur opent de voorzitter de vergadering.

Hij vraagt enige ogenblikken stilte wegens het overlijden sinds de vorige ledenvergadering van de heren prof. dr.ir. A.J.W. Duivesteijn, ir. J.A. Grosjean, dr. M.E.J. Jeuken, oud- voorzitter van het NERG, ir. P.D.C. Reefman, oud-hoofdgecommitteerde van het NERG bij de Hogeschool voor Elektronica in Hilversum (Rens & Rens) en dr. ir. N. Rodenburg.

Er zijn afmeldingen van dr.ir Hegt, ir. C. Wissenburgh, van de bestuursleden G. van der Schouw en ing. A.A. Spanjersberg. Het aantredend bestuurslid dr.ir. G.J.M. Janssen is verhinderd wegens onderwijsverplichtingen.

2. Verslag van de vorige Algemene Ledenvergadering d.d. 26 maart 1998.

Het verslag wordt pagina voor pagina doorgenomen. Bij de lijst van aanwezigen ontbreekt bij de heer Viddeleer de titulatuur (prof.ir. R. Viddeleer). Met deze wijziging wordt het verslag goedgekeurd met dank aan de secretaris.

3. Jaarverslag van het NERG en aanverwante organisaties over 1998.

Het verslag wordt pagina voor pagina doorgenomen. Naar aanleiding van paragraaf 2.3 over onderwijs/onderwijscommissie merkt de heer Dogterom op, dat het zijns inziens verstandig is om jonge mensen aan te trekken om onderwijs-gecommitteerde te worden. Naar aanleiding van 2.3.3. wordt er gevraagd of –nu de hogeschool Rens & Rens gesponsord wordt door een IT-firma- het NERG nog langer als gecommitteerde moet optreden. Bestuurslid van der Schouw heeft hier naar gekeken en ziet geen reden om dit niet langer meer te doen.

Het financiële verslag roept bij de heer Dogterom de vraag op waarom de koerswinst wordt meegenomen in de post 'opbrengst obligatiefondsen' op de balans. Rikkert de Koe zet uiteen waarom dit te doen gebruikelijk is (meer inzicht in eventuele vermogensaccumulatie) en vindt bijval hierin van de heer Tasche.
De voorzitter leest vervolgens het verslag voor van de kascontrole-commissie. Daarin wordt gecon-cludeerd dat de financiële activa aanwezig zijn en dat de boekhouding op correcte wijze gevoerd is. Hierna verleent de vergadering de bestuursleden decharge van het in 1998 gevoerde beleid.

4. Jaarplan van het NERG en aanverwante organisaties voor 1999.

Het jaarplan wordt door de voorzitter geïntroduceerd. De heer Tasche vraagt waarom er Hfl. 4000,- begroot is bovenop de reservering van 1998 van Hfl. 8000,- voor de vernieuwing van de huisstijl. Bestuurslid van der Bijl geeft aan, dat dit bedrag nodig is om alle NERG-uitingen (van tijdschrift tot web-pagina) van een frisser imago te voorzien.

5. Wijziging statuten en huishoudelijk reglement

De voorzitter licht op hoofdlijnen de voorgestelde wijzigingen van de statuten en het huishoudelijk reglement toe. Het voorstel tot wijziging van de statuten wordt unaniem aangenomen. De heer Dogterom komt met een amendementsvoorstel voor het huishoudelijk reglement en wel ten aanzien van artikel 5, lid 4: 'Indien bij herstemming de stemmen staken, wordt de oudste in leeftijd geacht gekozen te zijn.' In plaats van "oudste" stelt hij voor om de "jongste" te kiezen. Dit voorstel wordt met een meerderheid door de ledenvergadering gesteund. Het geamendeerde huishoudelijk reglement wordt vervolgens unaniem goedgekeurd. De voorzitter leest hierna de tekst van de notaris voor om de stemming formeel vast te leggen. (zie bijlage A)

6. Verkiezingen

6.1 Bij acclamatie worden de volgende bestuurswijzigingen goedgekeurd:

- Statutair aftredend en herkiesbaar zijn: prof.dr.ir. W.C. van Etten en prof.dr.ir. A.P.M. Zwamborn.
- Voorgesteld voor herbenoeming worden: prof.dr.ir. W.C. van Etten en prof.dr.ir. A.P.M. Zwamborn.
- Voorgesteld voor benoeming worden: dr.ir. W.M.C. Dolmans, dr.ir. G.J.M. Janssen en dr.ir. A.B. Smolders.

De bestuursvoorzitter bedankt de terugtredende bestuursleden ir. G.J. de Groot, ing. A.A. Spanjersberg en dr.ir.drs. E.F. Stikvoort voor hun werk. De heer Hoeksema kon de inzet niet leveren die hij wilde en treedt daarom al terug na één jaar.

6.2 Kascommissie voor het boekjaar 1998.
De heren ir. A.W. Doorduin en ir. H.M. Schuit worden –volgens de methodiek van opschuiving- gekozen in de Kascommissie voor het boekjaar 1999 alsmede de plaatsvervangende leden ir. Y.L.C. de Jong en ir. J. Noordanus.

6.3 Ballotagecommissie.
De ALV benoemt ing. A.A. Spanjersberg in de Ballotagecommissie. De heer ir. C.D. de Haan treedt statutair af en is niet herkiesbaar.

7. Rondvraag

Er wordt gevraagd waarom er meerdere logo's van het NERG in omloop zijn. Dit wordt door het bestuur onderkend en gaat opgelost worden zodra de nieuwe huisstijl ontworpen is.

Verder verzoeken meerdere leden om het uitgeven van een ledenlijst door het NERG. Geels geeft aan dat er juridisch geen probleem is als de ledenlijst alleen onder leden wordt uitgegeven en als van tevoren in het tijdschrift een oproep wordt gedaan waarbij leden bezwaar kunnen aantekenen tegen vermelding van hun naam in de lijst. Tevens kunnen nieuwe leden dit op het aanmeldingsformulier aangeven. Smolders en Van den Homberg benadrukken, dat het nut van zo'n lijst vergroot wordt als de werkkring van ieder lid erbij vermeld wordt. Deze gegevens zijn nog niet voorhanden. Zo'n lijst kan opgebouwd worden door op een afgeschermd gedeelte op het web de leden de mogelijkheid te geven om hun werkkring zelf toe te voegen.

Van Etten geeft aan dat het NERG-lid Van Loon het verzoek geplaatst heeft om vanuit het NERG met artikelen over Nederlandse beroemde elektrotechnici te komen voor de IEEE-Proceedings-serie over grootheden in de elektrotechniek. De heren Noordanus en Tasche zeggen hun medewerking in dezen toe. Van Etten raadt aan om met de groep historie van de techniek van de TU-Delft contact op te nemen. Er zal in het tijdschrift een oproep worden geplaatst met de vraag of nog meer geïnteresseerde NERG-leden zich daarvoor willen inzetten.

8. Sluiting

De voorzitter sluit de vergadering om 12.00 uur.

Bijlage A

"Het Nederlands Elektronica en Radio Genootschap, in algemene ledenvergadering bijeen te Leidschendam op 18 maart 1999, overwegende:

· dat de oproep en agenda voor deze vergadering voldoen aan de daaraan in de statuten gestelde eisen;

· dat derhalve een geldig besluit kan worden genomen over het voorstel van het bestuur tot wijziging van de statuten en het huishoudelijk reglement;

gelet op:

· de door het bestuur gegeven schriftelijke toelichting op de voorstellen;

· de beraadslagingen tijdens deze vergadering;

constaterende:

· dat in de vergadering 25 stemgerechtigde leden aanwezig zijn;

· dat stemming bij hand opsteken over het voorstel heeft plaatsgevonden;

· dat 25 leden vóór het voorstel (ongewijzigd wat betreft de statuten en met één kleine wijziging wat betreft het huishoudelijk reglement (ten aanzien van artikel 5, lid 4: "jongste" in plaats van "oudste")) hebben gestemd waardoor de statutair vereiste tweederde meerderheid is behaald;

besluit:

· dat het voorstel is aangenomen;

· dat het bestuur al datgene dient te doen dat nuttig en nodig is om tot vastlegging van deze statuten te komen;

· dat aan alle leden en donateurs een exemplaar van de nieuwe statuten en huishoudelijk reglement zal worden gezonden."

OPROEP

Het bestuur van het NERG is door ir. L.J.W. van Loon geattendeerd op de publicatie in de IEEE-Proceedings van een serie artikelen over beroemde elektrotechnici. Het voorstel van de heer Van Loon om vanuit het NERG met een aantal artikelen ook aandacht te geven aan Nederlandse elektrotechnici, die belangrijke bijdragen op het vakgebied hebben geleverd, wordt door het bestuur van het NERG gesteund. Met deze oproep wordt aan NERG-leden, die een bijdrage willen leveren aan het tot stand komen van deze publicaties, gevraagd kontakt op te nemen met de redactie van het Tijdschrift van het NERG.
(Adressen : zie binnenzijde omslag van dit nummer).

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES

Nieuwe Leden:

ir. H.J. Epker	Da Costastraat 26	3331 ED	Zwijndrecht
ir. G. Molenaar	Tolakkerweg 128	3739 JS	Hollandsche Rading

Nieuwe adressen van leden:

ir.J.S. Aukema	Salderes 220	5682 EX	Best
ing. J.F. Deckwitz	Blauwgras 68	7623 GL	Borne
ing. A. de Jong	Noordsingel 42	2262 CK	Leidschendam
ir. W.J. Lubbers	Dr.Ramaerlaan 6	1901 KW	Castricum
dr.ir. H.B. Meeuwissen	Wikke 33	1273 BS	Huizen
ir. R.A. Smit	Thorbeckelaan 663	2564 CH	's-Gravenhage

Oproep aan alle NERG-leden

Beste NERG-lid,

Op veler verzoek gaat het NERG-bestuur een **ledenlijst** toesturen aan ieder NERG-lid zodat u elkaar nog makkelijker kunt vinden ! De lijst zal vooralsnog vrij summier zijn, te weten naam, adres en telefoonnummer. Deze lijst gaat uitgebreid worden met email, beroepsgegevens en -adres. Hiervoor wordt een interactieve website opgezet alwaar u deze gegevens zelf kunt invullen.

Zouden de leden die **niet** op deze lijst willen staan, dit –per post of email- willen doorgeven aan ondergetekende? Zij worden dan niet op deze lijst vernoemd. Wij vragen uw begrip ervoor dat u in deze zelf actie moet ondernemen.

Met vriendelijke groet,

Marc van den Homberg
Secretaris NERG
P/a: KPN Research (L C 107),
St. Paulusstraat 4
2264 XZ Leidschendam
Email: m.j.c.vandenhomberg@research.kpn.com

Vlieg met ons mee naar de Internationale Funkausstellung: Dè wereld van de consumenten-electronica!

Internationale Funkausstellung 1999

Your world of consumer electronics

Berlin, 28. August – 5. September

Van **28 augustus tot en met 5 september a.s** staat Berlijn weer een geruime week in het teken van de **Internationale Funkausstellung**. De Internationale Funkausstellung viert dit jaar haar **75-jarig jubileum**. Daarmee is deze beurs niet alleen de **oudste** op het gebied van consumenten-electronica, maar ook nog eens de **meest toonaangevende**. Op 160.000 m² presenteren **meer dan 900 wereldwijd leidende exposanten en marktaanbieders** de gehele breedte en diepte van het consumenten-electronica-assortiment en de meest actuele trends en ontwikkelingen uit de branche. Inclusief een **omvangrijk seminar- en forumprogramma** is de Internationale Funkausstellung ’99 een evenement dat een vakbezoeker niet mag missen!

<u>De vakbezoeker krijgt op de Internationale Funkausstellung ’99 o.a. alles te zien en te weten omtrent:</u>

- **Entertainment/ontspannigs-electronica**
- **Informatie- en communicatie-electronica**
- **Multimedia**

Deze onderdelen gaan van audio, hifi, car hifi, high end, dvd en digitale televisie tot video, camcorder, electronische fotografie, pc, computer games, dienstverleningen, online-diensten en van antennes, satelliet-ontvangstsystemen, telematica, zend- en studiotechnieken tot stationaire- en mobiele telecommunicatie.

<u>De dagcharter naar de Internationale Funkausstellung ’99 en de voordelen voor de vakbezoeker</u>

De Nederlands-Duitse Kamer van Koophandel organiseert i.s.m. met Elektro Retail Magazine en Global Aviation Support, dit jaar op maandag 30 augustus a.s. een dagcharter om tesamen met de vakbezoeker een bezoek te brengen aan de Internationale Funkausstellung ’99. Op maandag 30 augustus a.s. vertrekt de charter ’s morgens omstreeks 7.45 uur vanaf vliegveld Rotterdam. Vanuit Berlijn vangt de charter ’s avonds omstreeks 20.00 uur de terugreis aan, zodat de vakbezoeker volop de tijd heeft zaken te doen en contacten te leggen met meer dan 900 exposanten.

De voordelen voor de vakbezoeker op een rijtje:

- De vakbezoeker behoeft geen hotelovernachting
- De vakbezoeker is de volgende dag weer terug op kantoor
- De vakbezoeker kan de entreekaart (in de vorm van een badge) bij de NDKvK bestellen
- De vakbezoeker hoeft niet te wachten aan de kassa/registratiebalie
- De vakbezoeker krijgt zijn/haar naambadge bij het inchecken overhandigd
- De vakbezoeker wordt gratis vanaf het vliegveld in Berlijn per pendelbus naar het beursterrein gebracht en vice versa

Deze dagcharter biedt de Nederlands-Duitse Kamer van Koophandel aan voor *f* 895,-* p.p. (exclusief entreebewijs en voucher voor een catalogus).

Reden genoeg om een bezoek te brengen aan dè vakbeurs op het gebied van consumenten-electronica. Voor een uitgebreid informatiepakket kunnen geïnteresseerden contact opnemen met de Nederlands-Duitse Kamer van Koophandel, de heer J. Stapelbroek (tel.: 070 3 114 151, e-mail: j.stapelbroek@dnhk.nl) of mevrouw W. Oostlander (tel.: 070 3 114 153, e-mail: w.oostlander@dnhk.nl). Dit informatiepakket wordt dan z.s.m. toegestuurd.

Meer informatie omtrent de Internationale Funkausstellung ’99 is ook te vinden op het internet onder: www.ifa-berlin.de

* de dagcharter vindt alleen doorgang bij voldoende deelname

Noot voor de redactie: Voor vragen of opmerkingen kunt u contact opnemen met de Nederlands-Duitse Kamer van Koophandel, de heer J. Stapelbroek (tel.: 070 3 114 151, e-mail: j.stapelbroek@dnhk.nl) of mevrouw W. Oostlander (tel.: 070 3 114 153, e-mail: w.oostlander@dnhk.nl).

Den Haag, 1 juni 1999

Veranstalter/Promoted by:

gfu

Gesellschaft für Unterhaltungs- und Kommunikationselektronik mbH
(gfu) Frankfurt am Main
(German Association for Entertainment communications Electronics)

Organisation/Organized by:

Messe Berlin

Messe Berlin GmbH
Messedamm 22 · D-14055 Berlin
Telefon +49 (30) 30 38-0 · Telefax +49 (30) 30 38-20 59
Internet http://www.ifa-berlin.de · E-mail: ifa@messe-berlin.de

Cursus aankondigingen

PATO

- Elektro-Magnetische Compatibiliteit
  11-12, 18-19 en 25-26 november 1999
  in Eindhoven (Philips Research)

- Digitale Modulatie
  1, 8, 15, 22 november 1999 in Eindhoven

- Hardware Specificatie en Ontwerpen m.b.v. VHDL
  24-25 november en 1-2 december 1999
  in Enschede (Universiteit Twente)

- Satellietcommunicatie
  6 dagen in oktober/november 1999
  in Eindhoven (TU Eindhoven)

- High End Machine Design
  15 oktober 1999 in Eindhoven

- Internet Security
  3 dagen in november/december 1999
  in Enschede (Universiteit Twente)

- Basiscursus Antennetechniek
  3 dagen in december 1999 in Eindhoven

- Neuro Control
  3 dagen in november 1999
  in Enschede (Universiteit Twente)

Contactadres: Stichting PATO
Postbus 30424, 2500 GK Den Haag
tel: 070 3644957
fax: 070 3562722
e-mail: info@pato.nl, http://www.pato.nl

TOPTECH Studies TU Delft

Postgraduate course:
- Master of Business Telecommunications
  Start: 20 September 1999
  Nine weeks spread out over one year.

Short course:
- Basics of Telecommunications Technology
  Start : 4 Oktober 1999, 10 days.

Conferenties

ICANN99 : 9th International Conference on Artificial Neural Networks
7 – 10 September 1999
University of Edinburgh

Secretariat: ICANN 99
IEE Conference & Exhibition Services
Savoy Place, London WC2R OBL, UK
tel: +44 171 344 8425/5469
fax: +44 171 240 8830
e-mail: icann99@iee.org.uk
http://www.iee.org.uk/Conf/

PATINNOVA '99
Eerste conferentie betreffende octrooien en Rechten van Intellectuele Eigendom, georganiseerd door de Europese Commissie en het Europees Octrooi Bureau.
18 – 20 oktober 1999 in
Sani Convention Centre Kassandra
GR – 63077 Halkidiki, Griekenland

Contactadres:
European Patent Office
"PATTINNOVA/EAC99"
Schottenfeldgasse 29
A – 1072 Vienna, Austria
Fax: +43 1 52126 4192
e-mail: dshalloe@epo.nl

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Correspondentie-adres: Postbus 39, 2260 AA Leidschendam.
Gironummer 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap (NERG) is een wetenschappelijke vereniging, welke zich ten doel stelt de kennis en het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica, signaalbewerking, communicatie- en informatie-technologie te bevorderen, en de verbreiding en toepassing van die kennis te stimuleren.

BESTUUR

LIDMAATSCHAP

Voor lidmaatschap wende men zich via het correspondentieadres tot de secretaris. Het lidmaatschap van het NERG staat open voor hen, die aan een universiteit of hogeschool zijn afgestudeerd en die door hun kennis en ervaring bij kunnen dragen aan het genootschap. De jaarlijkse contributie bedraagt voor gewone leden f 75,- en voor junior leden f 39,-. Bij automatische incasso wordt f 3,- korting verleend.

Gevorderde 1e fase studenten en 2e fase studenten aan een technische universiteit komen in aanmerking voor het junior lidmaatschap en kunnen daartoe contact opnemen met de contactpersoon op hun universiteit.

In bepaalde gevallen kunnen ook andere leden, na overleg met de penningmeester, voor een gereduceerde contributie in aanmerking komen. De contributie is inclusief abonnement op het Tijdschrift van bet NERG en deelname aan vergaderingen, lezingen en excursies.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt gemiddeld vijf maal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en de telecommunicatie. Auteurs, die publicatie van hun artikel in het tijdschrift overwegen, wordt verzocht vroegtijdig contact op te nemen met de hoofdredacteur of een lid van de Tijdschriftcommissie.

Het jaarabonnement van het tijdschrift bedraagt f 75,-

TIJDSCHRIFTCOMMISSIE

ISSN 03743853
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap